

**Annäherung an das ideale
Freisprechtelephon
mittels adaptiver Nachbildung der
Übertragungsstrecke
Lautsprecher-Raum-Mikrophon**

DISSERTATION
zur
Erlangung des Grades eines
Doktor-Ingenieurs
der
Abteilung für Elektrotechnik
an der Ruhr-Universität Bochum

Andreas von Zitzewitz
Stuttgart

Bochum 1989

Dissertation eingereicht: 1. September 1989
Mündliche Prüfung: 10. November 1989
Referent: Prof. Dr. sc. techn. Dr. h.c. mult. Alfred Fettweis
Korreferent: Prof. Dr. rer. nat. Wolfgang Splettstößer

Inhalt

1	Einleitung	3
1.1	Problemstellung und Vereinbarungen	4
1.2	Aufbau der Arbeit	6
2	Anmerkungen zur digitalen Identifikation analoger Systeme	7
3	Wahl der Filterstruktur für den Kompensator	17
3.1	Grundsätzliches	17
3.2	Transversalfilter	27
3.3	Wellendigitalfilter	28
4	Die Adaption der Filterkoeffizienten	36
4.1	Wahl des Adaption-Verfahrens	36
4.2	Koeffizienten-Adaption bei Transversalfiltern	38
4.3	Koeffizienten-Adaption bei Wellendigitalfiltern	41
4.4	Koeffizienten-Adaption bei Parallelverarbeitung	48
5	Regeln bei der Verwendung von Festkomma-Arithmetik	49
5.1	Allgemeines	49
5.2	Festkommaeregeln beim adaptiven Transversalfilter	52
5.3	Festkommaeregeln bei adaptiven Wellendigitalfiltern	55
6	Kompensation akustischer Echos in Frequenzteilbändern	57
6.1	Das Prinzip	57
6.2	Band-Zerlegung und -Zusammensetzung mit bireziproken Brücken-Wellendigitalfiltern	61
6.2.1	Einführung	61
6.2.2	Pipelining im QMF-Block	67
6.2.3	Hierarchischer Aufbau (Programmierung) der QMF-Filterbank	69
6.3	Probleme und Ansätze für deren Beseitigung	71
6.3.1	Alias-Fehler	71
6.3.2	Der Teilband-Kompensator	79
6.3.3	Gruppenlaufzeitverzerrungen	83
7	Direkter experimenteller Vergleich von Teilband- und Vollband-Ansatz	89
8	Aufbau eines Mehr-Signalprozessor-Systems mit komfortabler Entwicklungsumgebung	101
8.1	Architektur und System-Software	102
8.2	Software-Unterstützung für die Erstellung komplexer Maschinenprogramme	107



1 Einleitung

Seeking the Ideal in "Hands-Free" Telephony war schon 1974 Thema der Veröffentlichung von David Berkley und Olga Mitchell [4]. Nun, bald 15 Jahre später, ist man dank zahlreicher, zum Teil umfangreicher Arbeiten (z.B. [1],[2],[68],[40]) dem Ziel zwar schon einiges näher, das "ideale Freisprechtelephon" gibt es jedoch noch immer nicht. Gleich vorweg, auch diese Arbeit wird die ideale Realisierung nicht finden, vielleicht kann sie aber dazu beitragen, dem Ziel ein Stück näher zu kommen.

Was ist ein (ideales) Freisprechtelephon? Es erlaubt dem Teilnehmer sich frei im Raum aufzuhalten, sich zu bewegen, ohne durch das Mittragen eines Telephonhörers behindert zu sein. (Nichtideale) Freisprechtelephone gibt es schon seit vielen Jahren, sie ermöglichen aber nicht gleichzeitig sprechen und hören, da nach dem Prinzip des Stärkeren nur derjenige eine Durchverbindung erhält, der auch am lautesten spricht (Halbduplex-Betrieb). Für das Militär, wo Disziplin herrscht, sicherlich eine ausreichende Qualität. Die Unart aber, dem anderen ins Wort zu fallen, ist nicht möglich. Genauso wird das Lachen, das den Witz am anderen Ende der Verbindung begleitet, verschluckt.

Der Bedarf bzw. der Wunsch nach einem Freisprechtelephon beschränkt sich sicherlich nicht nur auf die sogenannten Chefetagen, in denen die Damen oder Herren gerne neben dem Telephonat noch die Unterschriftenmappe abarbeiten, oder auf Telekonferenzen, wo z.B. die Politiker am liebsten alle gleichzeitig reden, sondern entspringt dem Bedürfnis der Menschen nach lebendiger Konversation, auch über große Entfernung hinweg. Voraussetzung für die breite Vermarktung ist allerdings ein relativ niedriger Preis, also anders als etwa bei Telekonferenz-Studios, die, wegen ihrer geringen Zahl und kommerziellen Nutzung, aufwendige (schallschluckende) Einrichtungen und deshalb einen (eingeschränkten) Vollduplex-Betrieb erlauben.

In den beiden folgenden Abschnitten werden die hier gestellte Aufgabe genauer beschrieben, dabei einige Vereinbarungen getroffen, die im weiteren gelten sollen, und der Aufbau der Arbeit vorgeführt.

1.1 Problemstellung und Vereinbarungen

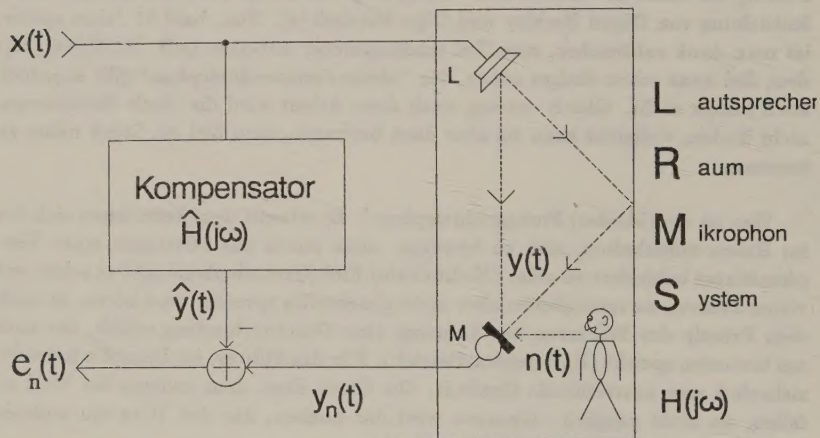


Bild 1.1: Kompensation akustischer Echos

Ziel ist die Realisierung einer Freisprecheinrichtung gemäß Bild 1.1.

Im Gegensatz zum Standard-Telephon, wird hier nicht das (Sprach-) Signal $x(t)$ des anderen Telefongespräch-Teilnehmers über eine Lautsprecherkapsel direkt dem Ohr unseres Teilnehmers zugeführt, sondern auf einen freistehenden Lautsprecher gegeben, damit das Signal des anderen Teilnehmers im ganzen Raum hörbar wird. Ein ebenfalls freistehendes Mikrophon nimmt alle Signale im Raum auf und sendet diese dem anderen Teilnehmer zu. Das Mikrophonsignal $y_n(t)$ beinhaltet neben allen Nutz- und Störsignalen $n(t)$ aus dem Raum (Sprache des bzw. der Teilnehmer im Raum, Geräusche z.B. durch ein offenstehendes Fenster etc.) auch das Lautsprechersignal und dessen Echos, welche wir im Signal $y(t)$ zusammenfassen.

Die Aufgabe unserer Freisprecheinrichtung muß nun sein, das Echosignal $y(t)$ hinreichend gedämpft dem anderen Teilnehmer zurückzuführen, damit dieser sein eigenes und ihn störendes Echo¹ nicht hört, und zum anderen, damit sich über die Schleife der Fernsprechverbindung keine Dauerschwingung aufbauen kann, [4],[1], [18].

¹Cremer und Müller [8] stellen zwar fest, daß Echos mit einer Laufzeit von bis zu 50 msec als willkommene Verstärkung des gesendeten Schalles empfunden werden, aber bei größeren Laufzeiten, wie wir sie bekanntlich schon in normalen Räumen vorfinden [1], störend werden. Hinzu kommt noch, daß diese Echos einen befremdlichen Eindruck erwecken, da sie in einem fremden Raum entstehen, und dadurch vielleicht sogar das Sprechvermögen einschränken.

Um dieses Problem zu lösen, gibt es prinzipiell zwei Vorgehensweisen:

1. Schätzen des Echsignals (*Signalschätzung*): $\hat{y}(t) \simeq y(t)$
2. Nachbildung des LRMS (*Systemidentifikation*): $\hat{H}(j\omega) \simeq H(j\omega)$.

Für die Unterscheidung der beiden Methoden ein Beispiel: Nehmen wir an, das Eingangssignal $x(t)$ sei eine Sinusschwingung mit der Kreisfrequenz ω_0 , so wissen wir, daß für ein konstantes und lineares $H(j\omega)$ der Kompensator in Bild 1.1 nur den Betrag und die Phase von $H(j\omega)$ bei genau dieser Frequenz realisieren muß. Wenn sich nun Betrag und Phase in $x(t)$ nur langsam ändert, so kann man sich vorstellen, daß Betrag und Phase des Kompensators entsprechend langsam nachgestellt werden. Ein Kompensator mit zwei zeitabhängigen Freiheitsgraden würde genügen, die 1. Forderung zu erfüllen.

Können nun aber über das Eingangssignal, wie im Fall von Sprachsignalen, keine genauen Vorhersagen gemacht werden, dann muß der Kompensator die 2. Forderung erfüllen, d.h. die möglichst gute Nachbildung des unbekannten LRMS, welches bekanntlich wesentlich mehr als zwei Freiheitsgrade besitzt.

Für den Kompensator werden wir nicht, wie in Bild 1.1, ein analoges System, sondern ein lineares², zeitdiskretes Filter einsetzen.

Die Freisprecheinrichtung soll im normalen Telephonnetz eingesetzt werden, daher ist der Frequenzbereich, in dem der Kompensator arbeiten soll, auf 300 Hz bis 3400 Hz beschränkt und die Abtastfrequenz F , auf 8 kHz festgelegt.

In der Arbeit von Becker [2] wird gezeigt, daß es nicht ausreicht, den Kompensator durch einmaliges Ausmessen der LRMS-Impulsantwort fest einzustellen, da durch normale Störungen, wie Temperaturveränderung, Personenbewegungen etc., die Impulsantwort erheblich gestört wird. Der Kompensator muß deshalb in der Lage sein, sich in "menschlicher Zeit" selbsttätig (adaptiv) einzustellen.

Dieser adaptive Kompensator darf außerdem nur solch eine Komplexität besitzen, daß er auf einem oder einigen wenigen, parallel arbeitenden, digitalen Signalprozessoren mit Festkomma-Arithmetik programmiert werden kann.

Im folgenden steht für LRMS ein Laborraum von ca. 50 m² Größe. Der Lautsprecher (L) und das Mikrophon (M) stehen in einem durch Wand und Schrank halb abgetrennten Bereich von 3m × 5m Größe. L und M sind an realistischer Stelle plaziert: L auf dem Boden und M auf einem Tisch in ca. 2m Abstand. Die Ausrichtung von M ist wegen seiner Kugelcharakteristik beliebig.

²In [2] wird durch Messen der LRMS-Impulsantwort und Laden in einen festen Kompensator (Transversalfilter) gezeigt, daß das LRMS linear ist.



1.2 Aufbau der Arbeit

Bei der hier vorgestellten Realisierung haben sich einige Besonderheiten aufgetan, denen nachzugehen dienlich gewesen ist, obwohl sie dann im Resultat, im engen Sinne, keine Verwendung finden. Ein Beispiel hierfür sind die Ausführungen im 2. Kapitel. Es beschäftigt sich mit der digitalen Identifikation allgemeiner analoger Systeme und versucht dabei die Beobachtungen bzw. Ausführungen einer kürzlich erschienenen Arbeit [27] mit anderen aber bekannten Methoden zu bestätigen.

Im folgenden 3. Kapitel werden Filterstrukturen ausgesucht, die geeignet sein können für die Modellierung des LRMS. Dabei wird in nichtrekursive und rekursive Strukturen unterschieden. Bei der Auswahl der rekursiven steht zunächst die Stabilität, insbesondere die Stabilität der Koeffizientenadaptation, im Vordergrund. Daran schließt sich eine Diskussion an, inwiefern mit rekursiven Filtern eine Aufwandsreduzierung gegenüber den bisher eingesetzten Transversalfiltern (in Direktform) sehr hoher Ordnung (1000 bis 2000) möglich ist. In zwei weiteren Abschnitten werden das Transversalfilter und die für rekursive Strukturen ausgewählten Wellendigitalfilter vorgestellt.

Das 4. Kapitel beschreibt das in dieser Arbeit verwendete (Gradienten-) Verfahren zur Adaption der Filterkoeffizienten zuerst allgemein und dann angewendet auf die oben genannten Filterstrukturen. Die Implementierung der adaptiven Filter in Festkomma-Arithmetik wird im 5. Kapitel vorgeführt.

Neben der Nachbildung des LRMS im vollen Frequenzband ist auch die von Kellermann [42] vorgeschlagene Nachbildung in Frequenzteilländern vorstellbar, insbesondere im Zusammenhang mit einer Abtastratenreduktion in den Teilbändern zur Reduzierung des Aufwands. Dieser Ansatz wird in Kapitel 6 verfolgt. Für maximalen Aufwandsgewinn wird für den Abtastratenreduktionsfaktor die Anzahl der Teilbänder gewählt. Die Filterbank wird nach [19] durch Anordnung von bireziproken Brücken-Wellendigitalfiltern in einer Baumstruktur aufgebaut (QMF-Filterbank). Die Realisierung der Filterbank und einige Modifikationen, die für den erfolgreichen Einsatz notwendig sind, werden vorgestellt.

Das sich daran anschließende 7. Kapitel vergleicht Vollband- und Teilbandansatz in Realzeit-Experimenten, die mit dem Mehr-Signalprozessor-System aus Kapitel 8 durchgeführt worden sind.

Mit der verkürzten Schreibweise "akustische Echokompensation" ist die Kompensation akustischer Echos und nicht etwa Echokompensation mit akustischen Mitteln gemeint.

Die Abkürzungen oft gebrauchter Begriffe sind auf Seite 124 zu finden.

2 Anmerkungen zur digitalen Identifikation analoger Systeme

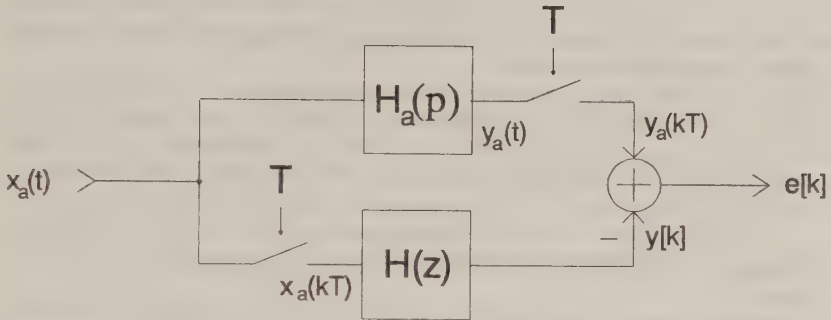


Bild 2.1: Modell für die digitale Identifikation analoger Systeme

Losgelöst vom Problem der akustischen Echokompensation, wird in diesem Kapitel ein Aspekt bei der digitalen Identifikation analoger Systeme genauer untersucht. Es sei hier vermerkt, daß sich für die Beschreibung der vorliegenden Aufgabe eine zu Kapitel 1 bzw. den folgenden Kapiteln abweichende Notation als praktisch erwiesen hat. So steht hier $H_a(p)$ für $H(p)$ bzw. $H(z)$ für $\hat{H}(z)$. Gleiches gilt für die Signalnamen.

Bild 2.1 zeigt das Blockdiagramm des zu diskutierenden Systems. Dieses besitzt zwei Pfade, die jeweils von der analogen Quelle $x_a(t)$ gespeist werden. Der obere Pfad umfaßt das analoge System $H_a(p)$ und einen idealen Abtaster, und der untere einen idealen Abtaster und das digitale System $H(z)$. Die beiden idealen Abtaster formen ein analoges Signal $s(t)$ in die zeitdiskrete Folge $s[k] = s(kT)$ um. Dabei ist $F_s = 1/T$ die Abtastrate. Für das Folgende werden $H_a(p)$ und $H(z)$ als linear und konstant vorausgesetzt. Die Aufgabe lautet nun: Finde für ein beliebiges³ $x_a(t)$ ein $H(z)$, so daß

$$y[k] = y_a(kT) \quad (2.1)$$

bzw. der Fehler

$$e[k] = y_a(kT) - y[k] = 0 \quad (2.2)$$

wird.

Gazsi zeigt in seiner Arbeit [27], daß bei der Nachbildung des analogen Systems $H_a(p)$ durch ein realisierbares digitales System $H(z)$, der Fehler $e[k]$, unabhängig

³Die spektralen Einschränkungen für $x_a(t)$ werden im folgenden noch angegeben.

von der Systemstruktur von $H(z)$ (rekursiv, nichtrekursiv), selbst für hohe (im Grenzwert unendlich hohe) Ordnung, nicht null wird.

Dieses Ergebnis mag manche Leser überraschen, denn es besteht ja die weitverbreitete Überzeugung, insbesondere im Fall der adaptiven Echokompensation, wo in der Regel Transversalfilter als digitale Echokompensatoren eingesetzt werden, daß der Fehler $e[k]$ durch eine entsprechend hohe Filterordnung (Anzahl der taps) beliebig klein gemacht werden kann.

Gazsi zeigt nun für ein minimalphasiges System $H_a(p)$, daß eine Reduzierung des Fehlers $e[k]$ durch Einfügen von zusätzlicher Phase im oberen (analogen) Pfad erreicht werden kann. Die Phase wird durch Hilbert-Transformation der Beträge von $H_a(p)$ und $H(z)$ explizit berechnet und daraus Näherungsformeln abgeleitet.

Wir wollen uns hier zwar nicht auf minimalphasige Systeme beschränken, das vorliegende (Modellierungs-) Problem jedoch nur mehr oder weniger qualitativ erfassen.

Ausgangspunkt sind die von Papoulis in [59] verwendeten Methoden, nämlich die Beschreibung des Problems mit Hilfe von Fourierreihe bzw. Fouriertransformation. Dabei setzen wir $p = j\omega$ und $z = e^{pT} = e^{j\omega T}$.

Für eine durchgängige Ableitung werden zunächst unkommentiert die Fourierdarstellungen zeitkontinuierlicher und zeitdiskreter Signale sowie einige Konventionen zusammengestellt:

- Zeitbereichsgrößen werden klein und Frequenzbereichsgrößen groß geschrieben.
- Das Symbol $-/^-$ steht für einen idealen Abtaster.
- Für Ω steht die Abtastkreisfrequenz

$$\Omega = 2\pi/T = 2\pi F_s \quad (2.3)$$

- zeitkontinuierliche Signale: $x_a(t) \circ \bullet X_a(j\omega)$

$$x_a(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} X_a(j\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (2.4)$$

$$X_a(j\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} x_a(t) e^{-j\omega t} dt \quad (2.5)$$

- zeitdiskrete Signale (Folge): $x[k] \circ \bullet X(e^{j\omega T})$

$$x[k] = \frac{1}{\Omega} \int_{-\Omega/2}^{+\Omega/2} X(e^{j\omega T}) e^{jk\omega T} d\omega \quad (2.6)$$

$$X(e^{j\omega T}) = \sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} x[\nu] e^{-j\nu\omega T} \quad (2.7)$$

- zeitdiskrete Folge durch periodische Abtastung eines zeitkontinuierlichen Signals: $x_a(t) \xrightarrow{T} x_a(kT) = x[k]$

$$x[k] = x_a(kT) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} X_a(j\omega) e^{jk\omega T} d\omega \quad (2.8)$$

- Zusammenhang zwischen $X_a(j\omega)$ und $X(e^{j\omega T})$, [58]

$$X(e^{j\omega T}) = \frac{1}{T} \sum_{\nu=-\infty}^{+\infty} X_a(j\omega - j\nu\Omega) \quad (2.9)$$

- zeitdiskrete Folge durch periodische Abtastung eines zeitkontinuierlichen Signals und zeitdiskreter Filterung: $x_a(t) \xrightarrow{T} x[k] \rightarrow \boxed{H(e^{j\omega T})} \rightarrow y[k]$

$$y[k] = \frac{1}{\Omega} \int_{-\Omega/2}^{+\Omega/2} H(e^{j\omega T}) X(e^{j\omega T}) e^{jk\omega T} d\omega \quad (2.10)$$

$$= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} H(e^{j\omega T}) X_a(j\omega) e^{jk\omega T} d\omega. \quad (2.11)$$

Den Übergang von (2.10) nach (2.11) erhält man durch Einsetzen von (2.9) in (2.10) und Vertauschung der Reihenfolge von Integration und Summation sowie Ersetzen von ω durch $\omega - \nu\Omega$, [22].

Mit den oben vorgestellten Beziehungen ist man nun in der Lage das vorliegende Problem in wenigen Schritten zu beschreiben.

Geht man wieder von Bild 2.1 aus und verwendet (2.4) und (2.11), so können die Ausgangssignale der beiden Pfade wie folgt angegeben werden:

$$y_a(kT) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} H_a(j\omega) X_a(j\omega) e^{jk\omega T} d\omega, \quad (2.12)$$

$$y[k] = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} H(e^{j\omega T}) X_a(j\omega) e^{jk\omega T} d\omega. \quad (2.13)$$

Die Forderung (2.1) ist erfüllt, wenn die Integranden von (2.12) und (2.13) identisch sind, d.h.

$$H(e^{j\omega T}) X_a(j\omega) = H_a(j\omega) X_a(j\omega) \quad \forall \omega \quad (2.14)$$

bzw.

$$H(e^{j\omega T}) = H_a(j\omega) \quad \forall \omega \text{ für die } X_a(j\omega) \neq 0. \quad (2.15)$$

Da $H(e^{j\omega T})$ periodisch in ω mit der Periode $\Omega = 2\pi/T$ ist und $H_a(j\omega)$ i.a. nicht, muß die Quelle $x_a(t)$ bandbegrenzt sein:

$$x_a(t) \circ \bullet X_a(j\omega) = 0 \quad \text{für} \quad |\omega| > \omega_x, \quad \omega_x < \Omega/2. \quad (2.16)$$

Mit der Bedingung (2.16) kann man (2.15) modifiziert hinschreiben:

$$H(e^{j\omega T}) = \begin{cases} H_a(j\omega) & \text{für } |\omega| < \omega_x \\ \text{unbestimmt} & \text{für } \omega_x < |\omega| < \Omega/2 = \pi/T \end{cases} \quad (2.17)$$

Mit Hilfe dieser Ergebnisse wollen wir nun die Impulsantwort $h[n]$ des diskreten Systems $H(e^{j\omega T})$ bestimmen. Wegen seiner Periodizität kann $H(e^{j\omega T})$ in die Fourierreihe (vgl. (2.7))

$$H(e^{j\omega T}) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} h_n e^{-jn\omega T} \quad (2.18)$$

entwickeln werden. Die Fourierkoeffizienten (vgl. (2.6))

$$h_n = h[n] = \frac{1}{\Omega} \int_{-\Omega/2}^{+\Omega/2} H(e^{j\omega T}) e^{jn\omega T} d\omega \quad (2.19)$$

entsprechen der Impulsantwort von $H(e^{j\omega T})$.

Als nächstes definieren wir die Fensterfunktion

$$W_{\omega_x}(\omega) = \begin{cases} 1 & \text{für } |\omega| < \omega_x \\ 0 & \text{sonst.} \end{cases} \quad (2.20)$$

Sei $\hat{h}[n]$ der Wert, der sich für $h[n]$ ergibt, wenn statt (2.17) für alle ω , für die $|\omega| < \Omega/2$ ist, $H(e^{j\omega T}) = H_a(j\omega)$ gilt, dann ist mit (2.19) und (2.20)

$$\begin{aligned} \hat{h}[n] &= \frac{1}{\Omega} \int_{-\omega_x}^{+\omega_x} H_a(j\omega) e^{jn\omega T} d\omega + \underbrace{\frac{1}{\Omega} \int_{\omega_x < |\omega| < \Omega/2} H_a(j\omega) e^{jn\omega T} d\omega}_{\tilde{h}[n]} \\ &= \frac{1}{\Omega} \int_{-\infty}^{+\infty} H_a(j\omega) W_{\omega_x}(\omega) e^{jn\omega T} d\omega + \tilde{h}[n]. \end{aligned} \quad (2.21)$$

Es sei daran erinnert, daß gemäß (2.17) der Integrand im rechten Integral nicht vorgeschrieben ist. $H(e^{j\omega T}) = H_a(j\omega T)$ für $\omega_x < |\omega| < \Omega/2$ ist eine zulässige (aber nicht notwendigerweise optimale) Wahl. Der zugehörige Teil der Impulsantwort ist mit $\tilde{h}[n]$ abgekürzt.

Wird beachtet, daß

$$\frac{\sin \omega_x t}{\pi t} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} W_{\omega_x}(\omega) e^{j\omega t} d\omega, \quad (2.22)$$

so erhält man bei Anwendung des Faltungssatzes

$$\hat{h}[n] = T \int_{-\infty}^{+\infty} h_a(nT - \tau) \frac{\sin \omega_x \tau}{\pi \tau} d\tau + \tilde{h}[n]. \quad (2.23)$$

Sei

$$H_{\omega_x}(j\omega) = H_a(j\omega) W_{\omega_x}(\omega) = \begin{cases} H_a(j\omega) & \text{für } |\omega| < \omega_x \\ = 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (2.24)$$

und $h_{\omega_x}(t) \circ \bullet H_{\omega_x}(j\omega T)$, dann ist

$$h_{\omega_x}(t) = h_a(t) * \left[\frac{\sin \omega_x t}{\pi t} \right] = \int_{-\infty}^{+\infty} h_a(t - \tau) \frac{\sin \omega_x \tau}{\pi \tau} d\tau \quad (2.25)$$

und somit

$$\hat{h}[n] = Th_{\omega_x}(nT) + \tilde{h}[n]. \quad (2.26)$$

Nun sehen wir, daß selbst wenn $h_a(t)$ kausal⁴ ist, $h[n]$ nicht kausal sein muß, da die sin-Funktion in (2.23) zeitlich nicht begrenzt ist. Die Forderung (2.16) (Quelle ideal bandbegrenzt) hat auf die Qualität obiger Aussage ($h[n]$ nicht kausal) keinen Einfluß; sie ermöglicht das Aufstellen der exakten Lösung (2.23) für den Fall

$$\omega_x = \Omega/2 = \pi/T, \quad (2.27)$$

denn dann erhalten wir⁵

$$\begin{aligned} \hat{h}[n] &= Th_{\Omega/2}(nT) & h_a(t) \text{ kausal} \\ &= T \int_{-\infty}^{+\infty} h_a(nT - \tau) \frac{\sin \pi \frac{\tau}{T}}{\pi \tau} d\tau = \int_{-\infty}^{nT} h_a(nT - \tau) \text{si} \left(\frac{\pi \tau}{T} \right) d\tau. \end{aligned} \quad (2.28)$$

Eine nicht ideale Bandbegrenzung der Quelle $x_a(t)$ führt zu Alias-Verzerrungen nach dem Abtaster. Der damit verbundene Fehler in den Lösungen (2.21) bis (2.28), bzw. im Ergebnis (2.2), läßt sich jedoch mit Filtern hoher Sperrdämpfung ausreichend klein halten.

Der Sonderfall, daß auch das analoge System $H_a(j\omega)$ auf $\Omega/2$ bandbegrenzt ist, hat gemäß (2.21) und (2.27) die Lösung

$$\hat{h}[n] \simeq Th_a(nT) \iff H_a(j\omega) = \begin{cases} \text{bel. für} & |\omega| < \Omega/2 = \pi/T \\ \simeq 0 & \text{sonst.} \end{cases} \quad (2.29)$$

Dann ist für $h_a(nT)$ kausal auch $h[n]$ kausal.

Die uns in den Gleichungen (2.9), (2.23), (2.28) und (2.29) begleitende Zeitgröße T geht aus dem Übergang von (dimensionsbehafteter) Fouriertransformation zur (dimensionslosen) Fourierreihe, und umgekehrt, hervor.

Die oben gefundenen Ergebnisse sollen nun an zwei Beispielen diskutiert werden: Erstes Beispiel ist die digitale Modellierung eines analogen Cauer-Tiefpasses (Bezeichnung C 0308 in [63]), der so dimensioniert ist, daß er bei Frequenzen größer als die halbe Abtastfrequenz ($f/F_s > 0.5$) mindestens 20 dB Dämpfung besitzt, vgl. Bild 2.2 oben. Bei der Modellierung gehen wir zunächst von dem Ansatz (2.29) aus. Die diskrete Systemfunktion erhalten wir dann einfach durch Anwendung der Beziehung (2.9). Beim Vergleich der Kurven (a) und (b) in Bild 2.2 oben bzw. mitte, d.h., Vergleich von analogem System und diskretem Modell, sehen wir den erwarteten signifikanten Unterschied bei Betrag bzw. Phase über dem gesamten Modellierungsintervall $f/F_s \in [0, \frac{1}{2}]$.

Für eine korrektere Modellierung müssen wir dagegen die Beziehung (2.28) verwenden. Das Ergebnis wird in Bild 2.2 unten gezeigt. Wie oben schon festgestellt,

⁴Eine Impulsantwort $h(t)$ bezeichnen wir im folgenden als kausal, wenn sie die Forderung $h(t) = 0$ für $t < 0$ erfüllt [18].

⁵Die Abkürzung $\text{si}(x)$ steht für $\sin(x)/(x)$.

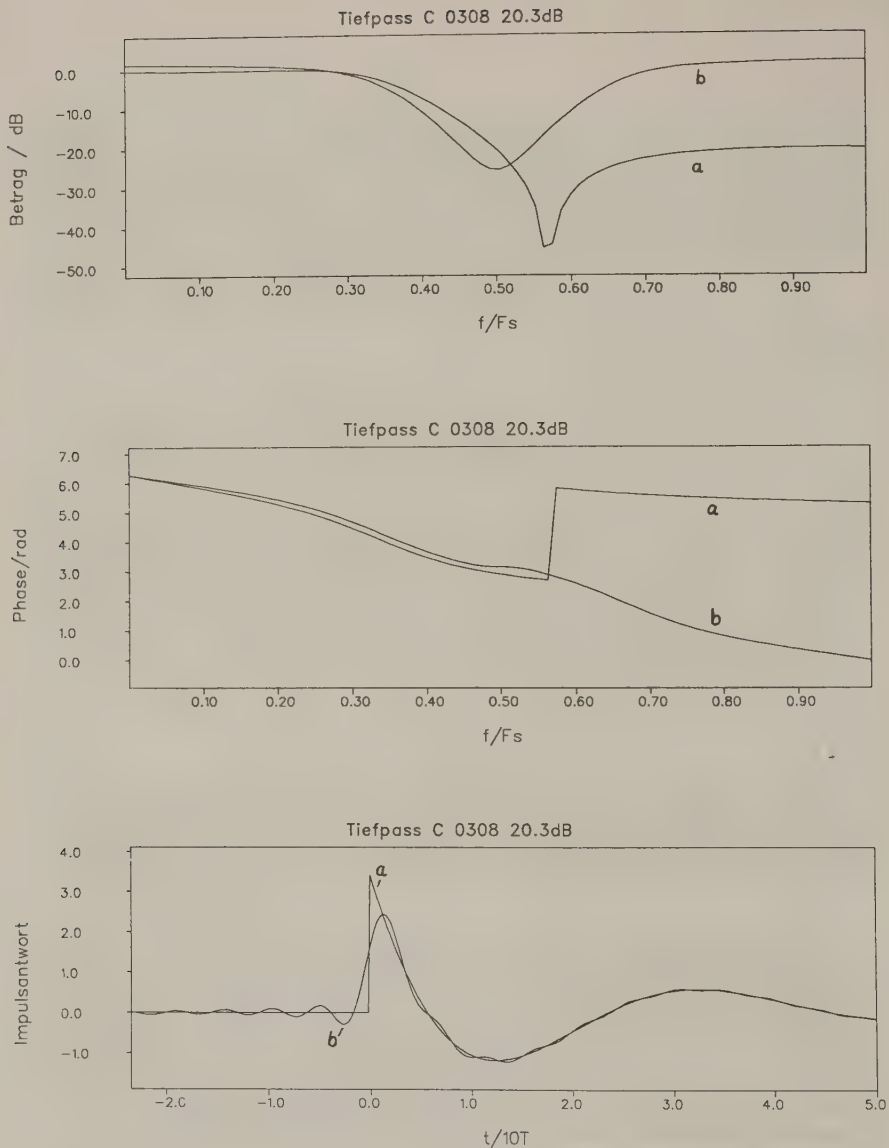


Bild 2.2: Digitale Modellierung eines Cauer-Tiefpasses
 Oben: Betrag Mitte: Phase (kausaler Ansatz)
 Unten: Impulsantwort (nichtkausaler Ansatz)
 Kurven (a): analoges System und (b): diskretes Modell

ist die Impulsantwort des diskreten Modells nicht kausal. Die Realisierbarkeit der nichtkausalen Impulsantwort kann aber durch das Einfügen genügend großer Totzeit in den oberen Pfad von Bild 2.1 erreicht werden.

Zahlreiche Versuche mit anders dimensionierten analogen Systemen haben zu der Einsicht geführt, daß eine Sperrdämpfung von mehr als 40 dB ausreichend ist für die Modellierung mit einem kausalen diskreten System. Zwar werden auch dort beachtliche Modellierungsfehler in der unmittelbaren Umgebung zur Modellierungsgrenze ($f/F_s=0.5$) auftreten (z.B. 8 dB bzw. 150°), hier muß aber beachtet werden, daß dieser Bereich schon stark (> 40 dB) gedämpft ist.

Als nächstes wollen wir ein Maß für die Qualität der Modellierung definieren. Geeignet hierfür ist der Quotient aus der Energie des Fehlersignals $e[k]$ und der Energie des Echosignals $y_a(nT)$. Sind die Annahmen (2.16) und (2.27) gültig, kann man die im Anhang A1 abgeleitete Beziehung

$$\begin{aligned} \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{\sum_{k=-N}^N e^2[k]}{\sum_{k=-N}^N y_a^2(kT)} &\simeq \frac{\sum_{n=-\infty}^{+\infty} (Th_{\Omega/2}(nT) - h[n])^2}{\sum_{n=-\infty}^{+\infty} T^2 h_{\Omega/2}^2(nT)} \\ &= \frac{\int_{-\Omega/2}^{+\Omega/2} |H_a(j\omega) - H(e^{j\omega T})|^2 d\omega}{\int_{-\Omega/2}^{+\Omega/2} |H_a(j\omega)|^2 d\omega} \end{aligned} \quad (2.30)$$

aufstellen. Das besondere Merkmal ist hier, daß für die Beschreibung der Güte der Identifikation unterschiedliche Fehlerkriterien verwendet werden können. Man erhält sie durch

1. Messen der Energie von Fehler- und Echosignal oder
2. Berechnen des Abstandes von analoger und diskreter Impulsantwort oder
3. Berechnen des Abstandes von analoger und diskreter Systemfunktion.

Natürlich ist in der Praxis die Bestimmung der Signalenergie über eine unendliche Summe, wegen der nur endlich verfügbaren Datenmengen, nicht möglich. Sie ist aber auch nicht sinnvoll, da dadurch das Kurzzeitverhalten nicht beschrieben wird, welches insbesondere im Fall der adaptiven Systemidentifikation von Interesse ist.

Es soll nun ein Kurzzeit-Verfahren angegeben werden, mit dem man das sogenannte *echo return loss enhancement*, kurz *ERLE* (z.B. [85]),

$$ERLE_k = -10 \log \frac{\sum_{n=0}^M e^2[k-n]}{\sum_{n=0}^M y_a^2((k-n)T)} \quad (2.31)$$

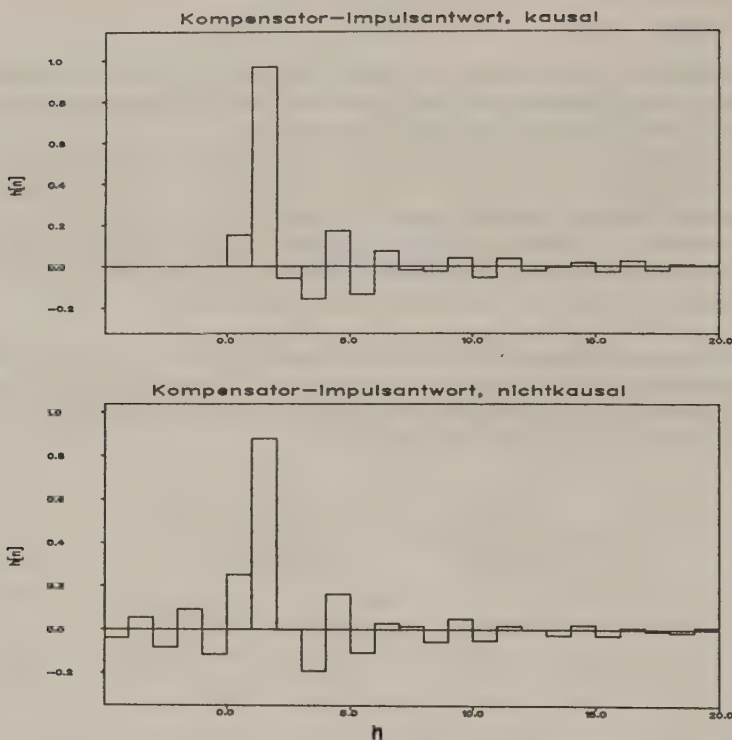


Bild 2.3: Digitale Nachbildung eines analogen PCM-Tiefpasses mit einem adaptiven Transversalfilter (ATF)

Oben: Impulsantwort des ATF ohne Totzeit im analogen Pfad

Unten: Impulsantwort des ATF mit Totzeit im analogen Pfad

bestimmen kann. Um die Datenmenge bei einer Messung zu begrenzen, wird man den Zeitindex k in (2.31) durch $k=i \cdot L$ ersetzen. Dabei sollte $L \leq M$ sein (overlapping windows):

$$ERLE_{iL} = -10 \log \frac{\sum_{n=0}^M e^2[iL-n]}{\sum_{n=0}^M y_a^2((iL-n)T)} \quad (2.32)$$

Ein gemittelter $ERLE$ -Wert wird daraus wie folgt berechnet:

$$ERLE = \frac{1}{N-N_0} \sum_{i=N_0}^{N-1} ERLE_{iL}. \quad (2.33)$$

Die Zahlenwerte für L , M , N_0 und N müssen entsprechend der Anwendung gewählt werden. Will man ein Maß für die Güte der Identifikation, sollte der Startzeit-

punkt der Messung $N_0 \cdot L \cdot T$ so groß sein, daß sich das System im stationären Zustand befindet (z.B. $H_a(j\omega)$ und $H(e^{j\omega T})$ konstant). Die Fenstergröße $M \cdot T$ sollte bei Sprachsignalen < 20 msek gewählt werden, da Sprachsignale in diesem Bereich nahezu stationär sind [61]. Für den Fall der Identifikation des LRMS sind für $T=1/F_s=125 \mu\text{sek}$ $L=M/2$, $M=100$ ($M \cdot T=12.5$ msek), $N_0=320$ ($N_0 \cdot L \cdot T=2.0$ sek) und $N=400$ ($N \cdot L \cdot T=2.5$ sek) sinnvolle Werte.

Zum Abschluß dieses Kapitels noch ein zweites Beispiel, das die hier beschriebene Problematik ebenfalls verdeutlicht. Im Gegensatz zum vorigen Beispiel, wird jetzt das analoge System in realer Umgebung mit Hilfe eines adaptiven, zeitdiskreten Filters nachgebildet. Um diesen Fall von der *Simulation* auf einem Digitalrechner (erstes Beispiel), wo nicht in Realzeit gearbeitet werden kann, zu unterscheiden, werden wir im folgenden den hierfür üblichen Begriff *Emulation* verwenden. Verkürzt gesagt, *Emulation* ist gleich *Simulation in Realzeit*. Damit sind auch die Begriffe *Simulator* und *Emulator* erklärt.

Das Beispiel-Experiment ist entsprechend Bild 2.1 aufgebaut:

- Die idealen Abtaster werden durch 12-bit AD-Wandler realisiert.
- Das analoge System $H_a(p)$ ist ein PCM-Filter, das bei $f = F_s/2 = 4$ kHz ca. 14 dB Dämpfung aufweist.
- Ein bandbegrenzter (40 dB Dämpfung bei 4 kHz), analoger Rauschgenerator dient als Quelle $x(t)$ und besitzt von 0 Hz bis ca. 3.2 kHz ein nahezu weißes Spektrum.
- Das diskrete System $H(z)$ ist ein adaptives Transversalfilter mit 250 Koeffizienten.

Adaptive Transversalfilter werden in den nächsten Kapiteln noch eingehend behandelt; wichtig ist hier nur, daß die Impulsantwort des Transversalfilters direkt durch seine Filterkoeffizienten ausgedrückt wird. (s. Glg. (3.5).)

Bild 2.3 zeigt das Ergebnis des Experiments. Oben sehen wir die Impulsantwort des diskreten Systems ohne Totzeit im analogen Pfad, und unten mit einer Totzeit von 5 Abtastperioden⁶. Im Experiment wird mit dieser Totzeit 5 dB mehr *ERLE* erzielt, was offensichtlich mit dem von Null verschiedenen, nichtkausalen Teil der Impulsantwort, bzw. im Fall des Transversalfilters, mit den nichtkausalen Koeffizienten zu erklären ist. Eine Totzeit von mehr als 5 Abtastperioden liefert mit dem verwendeten Realzeit-System keine wesentliche Verbesserung mehr. Grund ist die beschränkte Genauigkeit der Festkomma-Arithmetik, des Adaptions-Verfahrens und der analogen Schnittstelle (AD/DA-Wandler mit analogen Alias-Filtern) sowie das steile Abklingen des nichtkausalen Teils der Impulsantwort.

Zusammenfassend kann folgendes festgestellt werden: Bei der Nachbildung eines analogen Systems durch ein zeitdiskretes System muß für eine größtmögliche

⁶Diese Totzeit wird am besten nach dem Abtaster digital realisiert.

Qualität ausreichend Totzeit im analogen Pfad eingefügt werden, sofern die spezielle Anwendung dies erlaubt. In Simulationen hat sich gezeigt, daß die Größe der Totzeit stark von der Höhe der Dämpfung von $H_a(p)$ oberhalb von $F_s/2$ abhängt⁷. Bei der digitalen Simulation von analogen Systemen $H_a(p)$ im Zeitbereich muß man also beachten, daß als diskretes Modell für $H_a(p)$ nicht einfach nur die abgetastete Impulsantwort von $H_a(p)$, sondern die nach Glg. (2.28) berechnete Impulsantwort verwendet wird.

Im Fall der Nachbildung eines LRMS ist dieser Effekt jedoch nicht von großer Bedeutung, da zum einen durch die räumliche Trennung von Lautsprecher und Mikrophon genügend Totzeit implizit vorhanden ist, zum anderen aber auch das LRMS ausreichend bandbegrenzt ist, da im Gegensatz zur "reinen" Systemidentifikation (Bild 2.1) bei der (akustischen) Echokompensation (Bild 1.1) noch ein Nutzsignal $n(t)$ (z.B. lokaler Sprecher) im Mikrophonsignal enthalten ist und dieses vor der AD-Wandlung für die Einhaltung des Abtasttheorems bandbegrenzt werden muß.

⁷Um Mißverständnisse zu vermeiden, soll hier nochmals darauf hingewiesen werden, daß die Bandbegrenzung für die Einhaltung des Abtasttheorems in der Quelle durchgeführt wird.

3 Wahl der Filterstruktur für den Kompensator

3.1 Grundsätzliches

Die Aufgabe dieses Kapitels ist die Auswahl geeigneter Filterstrukturen für die adaptive Identifikation (Modellierung) des LRMS. Hierbei sollen die folgenden Kriterien für die Entscheidung herangezogen werden:

- Filterkoeffizienten unabhängig voneinander adaptiv einstellbar
- Wenige (einstellbare) Koeffizienten
- Stabilität für alle praktisch sinnvollen Betriebsbedingungen
- Echounterdrückung $ERLE \gtrsim 20$ dB bei Kompensation akustischer Echos
- Realisierbarkeit auf einem oder einigen wenigen, parallel arbeitenden Signalprozessoren mit Festkomma-Arithmetik.

Als erstes ein Ausschnitt aus den bekannten Filterstrukturen, die potentielle Kandidaten für die Lösung unseres Problems sein können. Dabei werden die Filterstrukturen in zwei Klassen unterteilt. Die erste Klasse umfaßt die nichtrekursiven und die zweite die rekursiven Filter. Die Adjektive rekursiv bzw. nichtrekursiv beschreiben die Struktur, nach der das Filter-Ausgangssignal aus dem -Eingangssignal berechnet wird.

Bei nichtrekursiven Filtern unterscheiden wir

- *Transversalfilter* in Direktform oder Kaskadenform und
- (kaskadierbare, nichtrekursive) *lattice filter* (dt.: Gitterfilter).

Dabei zeichnen sich die Transversalfilter (TF) in Direktform, im Gegensatz zu den kaskadierbaren, durch eine besonders einfache Realisierbarkeit aus. Dies gilt auch für adaptive TF (ATF), wenn das Gradientenverfahren aus Kapitel 4 bzw. 4.2 zur Koeffizientenadaptation angewendet wird. Die Koeffizientenadaptation bei kaskadierten Strukturen wird in Kapitel 4.3 kurz vorgestellt. An dieser Stelle vereinbaren wir, daß im folgenden mit TF bzw. ATF immer die Direktform (Bild 3.3) gemeint ist.

Ein weiterer Vertreter der nichtrekursiven Filter ist das sogenannte *lattice filter*, das in seiner Urform [41] vorwiegend in der Sprach-Analyse eingesetzt wird. Eine erweiterte Form, geeignet für die adaptive Systemidentifikation, ist der sogenannte *lattice joint process estimator* [53],[37],[23], hier LJPE genannt, der als eine Kombination von nichtrekursivem *lattice filter* und TF aufgefaßt werden kann und gegenüber dem ATF eine deutlich höhere Konvergenzgeschwindigkeit bei korrelierten Eingangssignalen (z.B. Sprachsignal!) besitzt, was an der Dekorrelationsfähigkeit des *lattice filters* (*lattice predictors*) liegt. Schultheiß zeigt in seinen

Simulationen [68], daß mit einem "Gitterfilter", bei dem die Koeffizienten mit dem relativ aufwendigen least-square-lattice-Verfahren adaptiert werden, schnelle Konvergenz im Fall der akustischen Echokompensation mit Sprache als Eingangssignal erreicht wird. Dabei muß aber nach einer größeren Anzahl von Adaptionen wegen numerischer Instabilitäten (trotz Gleitkommaechnung!) mit Divergenzen gerechnet werden. Hinzu kommen noch starke Divergenzen bei großer "Störung" ($n(t)$ in Bild 1.1), wobei die "... auf dem Gitterfilter beruhenden Algorithmen es nicht erlauben, die Koeffizienten bei starker Störung 'einzufrieren' ". Besagte Nachteile und die Tatsache, daß uns nur Festkommaarithmetik zur Verfügung steht, veranlassen uns, den LJPE als Kandidaten für den Kompensator auszuschließen.

Bei den rekursiven Filterstrukturen stellen wir als potentielle Kandidaten für die adaptive Filterung folgende Liste auf:

- "konventionelle" *Rekursiv-Filter* (in Direkt-, Parallel- und Kaskadenform)
- *rekursive lattice filter* und *Wellendigitalfilter* (WDF)

Bei der Auswahl geeigneter rekursiver Filterstrukturen steht immer die Forderung nach der Stabilität im Vordergrund. Eine ausführlichere Diskussion des Begriffs Stabilität findet man z.B. in [18]; wir wollen hier nur zwei bekannte Kriterien für strenge Stabilität bei linearen und konstanten Filtern angeben:

1. Ist $H(z)$ die z -Übertragungsfunktion des Filters, dann müssen alle Pole von $H(z)$ innerhalb des Einheitskreises liegen:

$$H(z) \rightarrow \infty \quad \text{nur für } |z| > 1. \quad (3.1)$$

2. Ist $h[n]$ die Impulsantwort des Filters, dann muß $h[n]$ absolut summierbar sein [58]:

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} |h[k]| < \infty. \quad (3.2)$$

Aus dem zweiten Kriterium ersehen wir sofort, daß nichtrekursive Filter immer streng stabil sind. (Ebenso ist (3.1) erfüllt; siehe $H(z)$ im Kapitel 3.2 Glg. (3.4).)

Da nun bei adaptiven Filtern sich die Koeffizienten während des Adaptionsprozesses zeitlich ändern, also nicht konstant sind, kann man nicht davon ausgehen, daß die beiden eben vorgestellten Bedingungen auch hier die Stabilität garantieren. Möglich ist aber auch, daß sie für den Adaptionsprozess zu streng formuliert sind. Bei (erfolgreicher!) Beendigung der Adaption (Koeffizienten konstant) müssen sie jedoch wieder erfüllt sein.

An einem einfachen Beispiel zeigt Kubin in [45], daß ein stabiles konstantes Filter bei entsprechend konstruierten Koeffizientenänderungen instabil werden kann. (Im Kapitel 3.3 werden wir darauf nochmals eingehen.) Dagegen finden Long et al. [51] wieder ein Beispiel, bei dem vorgeführt wird, daß sich die Pole während der Adaption zeitweise auch außerhalb des Einheitskreises befinden dürfen, ohne daß

Instabilitäten zu befürchten sind, wenn nur der Adaptionsalgorithmus effektiv in der Lage ist, die Pole wieder in den Einheitskreis zu zwingen. Hier wird schon die nächste Problematik angesprochen, und zwar die Stabilität des Adaptionsalgorithmus.

Da wir im folgenden von dem in Kapitel 4 vorgestellten Gradientenverfahren als Adaptionsalgorithmus⁸ ausgehen, wissen wir aus Kapitel 4.3, daß die Gradientenberechnung mittels Filtern durchgeführt wird, die in ihrer Struktur identisch dem eigentlichen Filter sind. Die Konsequenz daraus ist, daß Filter, die in ihrer Anlage schon ein kritisches Stabilitätsverhalten besitzen, im adaptiven Fall dieses kritische Verhalten zumindest nicht verlieren werden.

Johnson et al. geben in [50], [49] für "konventionelle" Rekursiv-Filter ein Adaptionsverfahren an, bei dem mit Hilfe eines "geeigneten" Glättungsfilters für den Fehler ihrer Meinung nach soviel Passivität in die Adaptionsschleife⁸ eingefügt wird, daß das Filter/Adaptions-System – HARF (hyperstable adaptive recursive filter) bzw. SHARF (simplified HARF) genannt – konvergiert und stabil bleibt. Dabei berücksichtigen sie keine durch endliche Arithmetik verursachten Stabilitätsprobleme, wie sie ja bekanntlich bei "konventionellen" Rekursiv-Filter vorkommen können [58], [70]. Nochmals: Die Gradientenfilter und das Filter selber sind "konventionelle" Filter mit den eben genannten Nachteilen; das Einfügen von ausreichender Passivität (Verlusten) an einer bestimmten Stelle in der Adaptionsschleife macht das Gesamtsystem aber nur dann passiv, wenn wir unendliche Arithmetik annehmen, d.h. Linearität voraussetzen. Bei endlicher Arithmetik, insbesondere bei Festkomma-Arithmetik, die wir in dieser Arbeit als gegeben voraussetzen, ist eben nicht die Eingangs-/Ausgangs- oder äußere Passivität entscheidend, sondern die innere Passivität [21]. Dazu ein Beispiel: Treten in Folge der Signalquantisierung oder durch Überläufe in einem Filterblock Schwingungen auf, die auch bei verschwindendem Eingangssignal nicht abklingen (sog. Grenzzyklen [58]), dann können die an anderer Stelle in die Adaptionsschleife eingebauten Passivitäten diesen Zustand nicht mehr ändern. Das vorstellbare Argument, der Adaptionsalgorithmus werde durch Verändern der Koeffizienten (die eben beschriebenen Grenzzyklen bezogen sich auf konstante Filter) diese Schwingung abbauen, ist nicht haltbar, da z.B. ein schwingendes Gradientenfilter sicherlich keine sinnvolle Information für die richtige Adaption der Koeffizienten liefern wird. Neben diese zugegebenermaßen stark heuristische Argumentation sollen noch die Erfahrungen des Autors aus seiner "Experimentierphase" mit adaptiven, "konventionellen" Rekursiv-Filtern gestellt werden:

1. Adaptive Filter in Direktform lassen sich zwar wie beim ATF leicht realisieren [88], sind jedoch für Nennergrade größer als 2 nicht einsetzbar, da die Stabilitäts-Forderung bzw. -Abfrage "Pole im Einheitskreis" in einem Realzeitsystem nicht erfüllt werden kann.

⁸In Worten: neuer Koeffizient = alter Koeffizient + Schrittweite * Fehler * Gradient
s. Glg. (4.2)

2. Die in der Literatur "erfolgreichen" Experimente sind unter idealisierten Bedingungen durchgeführt worden, d.h.:

- Simulationen mit Gleitkomma-Arithmetik
- Das unbekannte System ist ein rekursives, diskretes System (Modellierung des "eigenen Abbildes")
- Eingangssignal ist stationäres Rauschen.

Wird nun z.B. bei Verwendung von Festkomma-Arithmetik das System Störungen ausgesetzt, wie sie in einer Realzeit-Umgebung normalerweise auftreten (z.B. durch starke Veränderung der unbekannten Systemfunktion), so kann dies zu Instabilitäten führen, die nach Beendigung der Störung nicht von selbst abklingen, d.h., man kann nur durch drastische Eingriffe, wie Zurücksetzen der Zustandsvariablen und Koeffizienten auf Null, das System wieder in einen stabilen Zustand versetzen. Dies gilt trotz Einsatzes von geeigneter Sättigung und Begrenzung der Nenner-Koeffizienten innerhalb des bekannten Stabilitätsdreiecks für Sektionen 2. Grades.

3. Durch Modifikationen am Adaptionalgorithmus, wie z.B. der Einbau von Verlusten⁹ [32], kann man zwar das Abwandern der Pole aus dem Einheitskreis vermindern, die erzielbaren Ergebnisse sind jedoch erheblich schlechter.

Diese kurze Aufzählung soll hier nicht als "unfaire Abkanzelung" verstanden werden. Es sind die Beobachtungen bewußt nicht an konkreten Beispielen vorgeführt worden, weil hierfür eine detaillierte Beschreibung des Themas notwendig wäre, die uns aber zuviel Platz aus dem begrenzten Raum dieser Arbeit nehmen würde. Diese Beobachtungen sollen vielmehr als Diskussionsgrundlage bzw. Hilfestellung für die Lösung der hier gestellten Aufgabe angesehen werden.

Die oben beschriebenen Probleme lassen sich sicherlich durch weitere Verfeinerungen im Adaptionmechanismus vermindern; einen sinnvolleren Ansatz sehen wir hier in der Auswahl anderer Filterstrukturen, die die eben genannten Nachteile nicht oder zumindest nur in stark abgeschwächter Form besitzen.

Wie wir gesehen haben, spielt die (Pseudo-) Passivität¹⁰ eine entscheidende Rolle für die Einhaltung der Stabilität von adaptiven Rekursiv-Filtern. Insbesondere ist dabei wichtig, daß nicht nur äußere Passivität gewährleistet wird, sondern

⁹In Worten: neuer Koeffizient = alter Koeffizient * Verlust + Schrittweite * Fehler * Gradient mit Verlust < 1

¹⁰Fettweis hat in [15] zur Unterscheidung von diskreten und kontinuierlichen Systemen, unter anderen, den Begriff Pseudo-Passivität im Gegensatz zu Passivität eingeführt; im folgenden wird das Präfix Pseudo jedoch weggelassen. Wenn wir im folgenden von Passivität reden, schließen wir auch den Grenzfall der Verlustfreiheit mit ein.

auch die innere Passivität und hier im besonderen auch unter nichtlinearen Bedingungen, wie sie durch Signalquantisierung gegeben sind.

Filter mit diesen Eigenschaften sind die von Fettweis entwickelten und erstmals 1970 [13] veröffentlichten sogenannten Wellendigitalfilter (WDF). Im Kapitel 3.3 werden wir sie explizit vorstellen und einige einfache Strukturen angeben, aus denen dann geeignete rekursive Filterstrukturen für den adaptiven Fall zusammengesetzt werden können. In einem weiteren Kapitel 4.3 wird die Konstruktion der entsprechenden Gradientenfilter vorgeführt.

In der "Kandidatenliste" für rekursive Filter haben wir neben den "konventionellen" Filtern und Wellendigitalfiltern auch die lattice filter aufgeführt. Obgleich man zeigen kann, daß sie zur Klasse der WDF gehören [20],[22], stehen sie in der Liste, weil sie in der Literatur ihren eigenständigen Platz einnehmen [23].

Bei der Auswahl geeigneter Filterstrukturen für den Echokompensator muß im nächsten Schritt – nach der bis hierher prinzipiellen Untersuchung der Filterstrukturen – die möglichst gute Modellierbarkeit des LRMS im Vordergrund stehen. Sinnvolle Beschreibungsgrößen für das LRMS sind das Funktionenpaar Impulsantwort $h(t)$ (Zeitbereich) und Übertragungsfunktion $H(j\omega)$ (Frequenzbereich), die mittels der Fouriertransformation $h(t) \circ \bullet H(j\omega)$ ineinander überführt werden können, siehe (2.4) und (2.5). Da das LRMS auf Grund seiner Komplexität nicht explizit berechnet werden kann, muß auf Messungen zurückgegriffen werden. Da Messungen auf der Basis von Meßwerten nur endlich viele Stützstellen liefern, gehen wir im Zeitbereich zur diskreten Impulsantwort $h[n]$ über, wobei als Abstandsmaß die Abtastperiodendauer (kurz Abtastdauer) $T = 1/F_s = 125 \mu\text{sek}$ gilt. Die diskrete Impulsantwort $h[n]$ ist dann im Sinne der Aussagen in Kapitel 2 bzw. Gleichung (2.28) zu verstehen.

Die besondere Stellung der Impulsantwort zur Beschreibung des LRMS ist historisch begründet, denn alle Arbeiten auf diesem Gebiet gehen bisher von einem TF als Kompensator aus, bei dem bekanntlich die Filterkoeffizienten identisch mit der Impulsantwort sind. Die Pioniere sind hier Becker, Hänsler, Schultheiß [1], [2], [68], Horna [38] und South [76], [77]. Pate standen hierbei sicherlich die Leitungs-Echokompensatoren, die nach Kenntnis des Autors alle mit adaptiven TF realisiert sind.

Der Aufwand beim TF ist – unabhängig von den Schwierigkeiten bei solchen Größenordnungen – ohne aufwendigen Meßaufbau schnell abgeschätzt: Hierfür möge der Leser einmal kräftig in die Hände klatschen. Je nach Raum, ob groß oder klein, ob mit dicken (Schall schluckenden) Vorhängen und Teppichen ausgestattet oder nicht, usw., werden sicherlich große Unterschiede in der Echodauer festgestellt. In einem "gewöhnlichen" (Büro-) Raum wird man vielleicht eine Echodauer in der Größenordnung von einer 1/2 Sekunde schätzen. Dieser Zeitraum dividiert durch $T = 125 \mu\text{sek}$ ergibt die Anzahl der Koeffizienten, die das TF für die Nachbildung dieser Impulsantwort benötigt. Der ermittelte Wert 4000 ist

zwar großzügig angesetzt, er zeigt aber eindrucksvoll, daß hier die gewohnten Größenordnungen bei adaptiven TF drastisch überschritten werden. So werden z.B. bei Teilnehmerleitungs-Echokompensatoren für das zukünftige Schmalband-Telekommunikationsnetz ISDN (Integrated Services Digital Network) ca. 50 Koeffizienten benötigt [71], wobei in Überlandleitungs-Echokompensatoren Werte bis zu 250 vorkommen können [85].

Becker gibt in [2] als Richtwert für einen "gewöhnlichen" Büroraum an, daß mit 1000 ... 1500 Koeffizienten und $T = 125 \mu\text{sek}$ ein "Verstärkungsgewinn" (vgl. mit *ERLE* in Glg. (2.33)) von ca. 30 dB zu erzielen sei.

Bei solch langen Impulsantworten stellt sich nun die Frage, ob mit Rekursiv-Filtern (RF), die im Idealfall eine unendlich lange Impulsantwort besitzen, die Nachbildung des LRMS nicht mit erheblich weniger Aufwand möglich ist. Ein objektiver direkter Vergleich von RF und TF ist zwar nicht möglich; an ausgewählten Beispielen geben jedoch Rabiner und Gold in [60] explizite Zahlenwerte an. Verglichen werden dabei elliptische RF und minimax-TF¹¹. Aus den angegebenen Diagrammen ist abzulesen, daß die TF gegenüber den RF einen um den Faktor 3 bis 30 höheren Grad benötigen, um die selben Frequenzbereichsspezifikation für verschiedene Tiefpässe zu erfüllen. Das ist ein weiterer Bereich; gemittelt kann vielleicht der Wert 8 angegeben werden. Ein um den Faktor 2 geringerer Wert ergibt sich, wenn noch lineare Phase bzw. konstante Gruppenlaufzeit gefordert wird, die bei TF durch symmetrische Koeffizienten erreicht, bei RF dagegen durch in Serie geschaltete Allpass-Sektionen angenähert wird (ca. 12% Welligkeit in der Gruppenlaufzeit ist bei dieser Angabe toleriert worden). Beide Beispiele haben zwar keinen direkten Bezug zu unserem Problem, sie zeigen uns aber die Größenordnungen, mit denen hier vielleicht gerechnet werden kann.

Zu diesen Beispielen noch einige Anmerkungen:

Die gleichzeitige Approximation von Betrag und Phase mit elliptischen RF (Nullstellen auf dem Einheitskreis) und dazu kaskadierten Allpasssektionen ist sicher nicht optimal. In diesem Fall kann durch Anwendung moderner Computer-Optimierungsverfahren der Aufwand reduziert werden, wenn die Lage der Nullstellen (wie beim adaptiven RF) frei wählbar ist [90].

Beim Vergleich von TF und RF ist der Gradunterschied nur ein Kriterium; ein weiteres ist der Realisierungsaufwand. Während beim TF (in Direktform) in modernen Signalprozessoren durch geeignete Parallelverarbeitung "ein Grad" in einem Zyklus verarbeitet wird, werden beim RF (wenn wir die Direktform aus bekannten Gründen ausschließen) hierfür mehrere Zyklen benötigt. Im adaptiven Fall vergrößert sich der Abstand (pro Freiheitsgrad) noch um einiges mehr, wenn wir die Kaskadenform, im Gegensatz zur Parallelform, verwenden; dazu mehr im Kapitel 4.3.

¹¹minimax gibt das Approximationskriterium an und ist gleichbedeutend mit einer Tschebyscheff-Approximation (hier im Durchlaß- und Sperr-Bereich)

Ein weiteres Kriterium ist die Anzahl der Freiheitsgrade, die ein unbekanntes System umfaßt, oder anders gesagt, die Anzahl der Freiheitsgrade, die wir benötigen, um dieses System hinreichend zu beschreiben. Becker [2] zeigt durch Experimente mit dem LRMS, daß beim Drehen eines Stuhles um 90° (Kompensator konstant) der Dämpfungsgewinn von 25 dB auf 10 dB vermindert wird. Oder, bei einer Temperaturänderung um 2° verschwindet der Dämpfungsgewinn sogar ganz, etc. . Wenn nun aber so geringfügige Änderungen an nahezu beliebiger Stelle im Raum so große Wirkung besitzen, dann kann man sich leicht vorstellen, daß für die Gesamtbeschreibung des LRMS sehr viele Parameter benötigt werden. Der Unterschied zwischen dem LRMS und z.B. einem steilflankigen Tiefpaß mit hoher Dämpfung ist, daß der Tiefpaß durch ein RF (im Gegensatz zum TF) mit relativ wenigen Parametern beschrieben werden kann. Dies liegt daran, daß RF die besondere Eigenschaft besitzen, den Übergang vom Durchlaß in den Sperrbereich wirkungsvoll zu realisieren, und hier vor allem die elliptischen Filter, die in diesem Sinne sogar optimal sind [60]. Im Gegensatz dazu weist das LRMS über den gesamten Frequenzbereich eine Feinstruktur auf, wie sie beim Tiefpaß nicht gegeben ist, aber auch keine so drastischen Änderungen, wie starke Dämpfung über weite Frequenzbereiche. Hierzu beachte man Bild 3.1, in dem für den gewählten Frequenzbereich von 1000 Hz bis 1100 Hz der Betragsgang und der Gruppenlaufzeitverlauf des LRMS (s. Beschreibung in Kapitel 1.1) vor und nach Öffnen einer Schranktüre um ca. 30° aufgezeichnet ist. Die Verläufe sind mit einem Netzwerk-Analysator aufgenommen, wobei als Meßsignal eine Sinusschwingung verwendet wird. Die Wobbelzeit muß dabei sehr groß (z.B. 200 sek) gewählt werden, damit bei den Meßfrequenzen das LRMS sich in einem (quasi-) stationären Zustand befindet. Bei der Angabe der Gruppenlaufzeit muß beachtet werden, daß die Totzeit vom Lautsprecher zum Mikrofon nicht enthalten ist, da bei der Auswertung mit einer Sinusschwingung Totzeiten nicht gemessen werden können. Die Totzeit erhält man aber einfach aus dem Abstand von Lautsprecher zu Mikrofon dividiert durch die Schallgeschwindigkeit (340 m/sek). Im vorliegenden Fall ist $t_{\text{tot}} = 2/340 \text{ sek} = 5.9 \text{ msek} = 47T$ (s. auch Impulsantwort in Bild 7.1). Das Öffnen der Schranktüre ist zwar ein drastischer Eingriff in das LRMS, wir wollen mit diesem Beispiel aber nur zeigen, daß der Verlauf von Betrag und Gruppenlaufzeit vor und nach dieser Änderung nahezu keine Gemeinsamkeiten aufweist. Interessanter noch ist die grundsätzliche Komplexität des LRMS. Auf einem so schmalen Frequenzbereich von 100 Hz weist das LRMS eine beachtliche Feinstruktur auf.

Betrachtet man nun das LRMS über das gesamte Frequenzintervall nach Bild 3.2, so fallen zwei Merkmale auf. Die Schwankungen im Betragsgang, von einzelnen Ausreißern abgesehen, liegen im Bereich von 10 bis 20 dB. Die Anzahl der ausgesprochenen Maxima bei Betrag und Gruppenlaufzeit hängt von der Zählweise ab; als unteren Wert findet man ca. 80.

Gehen wir davon aus, daß wir ein Maximum mit einer allgemeinen rekursiven Sektion 2. Grades, also 5 Parametern, beschreiben können, dann ergibt sich eine

Gesamtparameterzahl von mindestens 400. Wenn wir die Sektionen kaskadieren, dann können wir den 5. Parameter (Verstärkungsfaktor) jeder Sektion zusammenfassen, so daß $4 \cdot 80 + 1$, also ca. 320 Parameter notwendig sind. Im Vergleich zu den 1500 Parametern beim TF ist hier ein Reduktionsfaktor von 4 bis 5 denkbar.

Die Realisierung einer adaptiven Kaskadenstruktur dieser Größenordnung ist mit dem Gradientenverfahren aus Kapitel 4 nicht möglich. In diesem Fall müßten dann sogenannte "least square"-Algorithmen verwendet werden; diese sind jedoch erheblich aufwendiger und in Festkomma-Arithmetik nicht implementierbar, denn selbst bei Gleitkomma-Arithmetik ist mit Instabilitäten zu rechnen [11]. Desweiteren sind dem Autor solche Verfahren aus der Literatur nur für TF und nicht für RF bekannt.

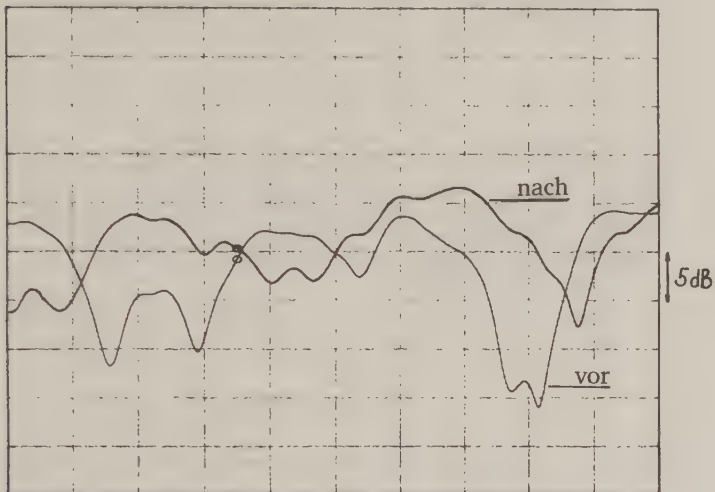
Dagegen steigt bei Parallelstrukturen, im Gegensatz zu den kaskadierten, der Aufwand im adaptiven Fall nur linear mit der Anzahl der Parameter an, s. Kapitel 4.3. Dabei muß beachtet werden, daß Parallelstrukturen (im konstanten Fall) schlechtere Eigenschaften besitzen als die kaskadierten [18].

An dieser Stelle wollen wir nicht vergessen, daß die obigen Betrachtungen über den Aufwand mit RF sehr spekulativ sind. Wenn wir z.B. eine "Kopplung" der Maxima und Minima in der Systemfunktion annehmen, dann ist eine entsprechende Reduktion des Aufwands denkbar. Auf solch einem Ansatz beruhend, verfolgen wir in dieser Arbeit eine Mischform aus TF und RF. Diese Struktur wird hier Transversal-Rekursiv-Filter (TRF) genannt. Im Kapitel 3.3 mehr dazu.

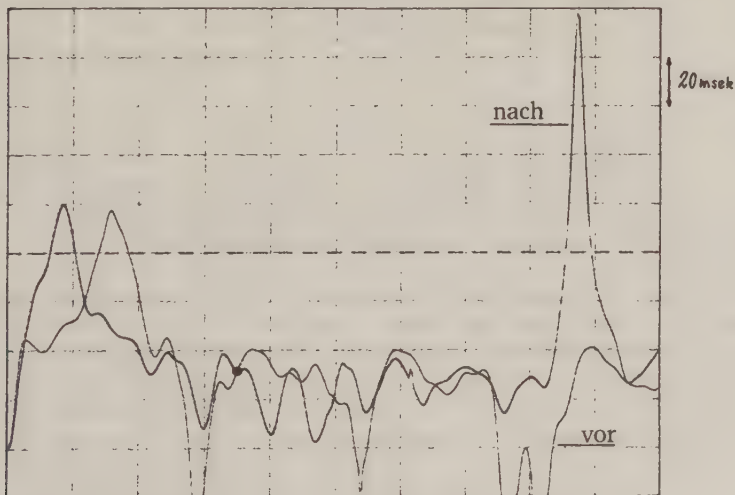
Der letzte Punkt, der in diesem Zusammenhang noch angesprochen werden muß, ist die Tatsache – das Fehlerquadrat als Gütekriterium vorausgesetzt –, daß bei adaptiven TF nur ein globales Minimum existiert, während bei RF auch lokale Minima existieren können [78]. Das heißt, adaptive RF können in eine suboptimale Lösung "fallen", aus der sie eventuell nicht "herauskommen", oder anders ausgedrückt, das zu erwartende Ergebnis ist nicht vorhersehbar, was sicher in den meisten Anwendungsfällen nicht tragbar ist.

Bis hierher sind wir von einer Realisierung des adaptiven Kompensators im vollen Frequenzband ausgegangen. Ein weiterer Ansatz, den wir in dieser Arbeit ausführlich verfolgen werden, ist die Lösung des Problems in Frequenz-Teilbändern (s. Kapitel 6). Einen direkten Vergleich zwischen Voll- und Teilbandverfahren findet man im Kapitel 7.

REF LEVEL	/DIV	MARKER 1	035.000Hz
0.000dBm	5.000dB	MAG (A)	-24.642dBm
0.000dBm	5.000dB	MARKER 1	035.000Hz
		MAG (D2)	-25.755dBm



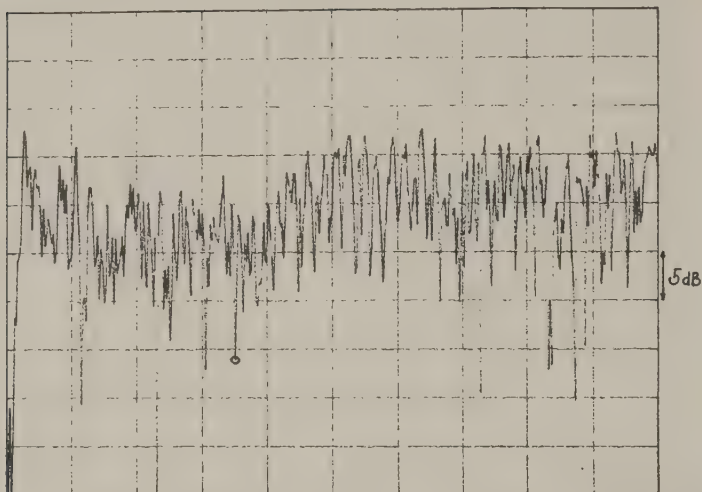
REF LEVEL	/DIV	MARKER 1	035.000Hz
80.000mSEC	20.000mSEC	DELAY (D1)	31.830mSEC
80.000mSEC	20.000mSEC	MARKER 1	035.000Hz
		DELAY (D2)	31.311mSEC



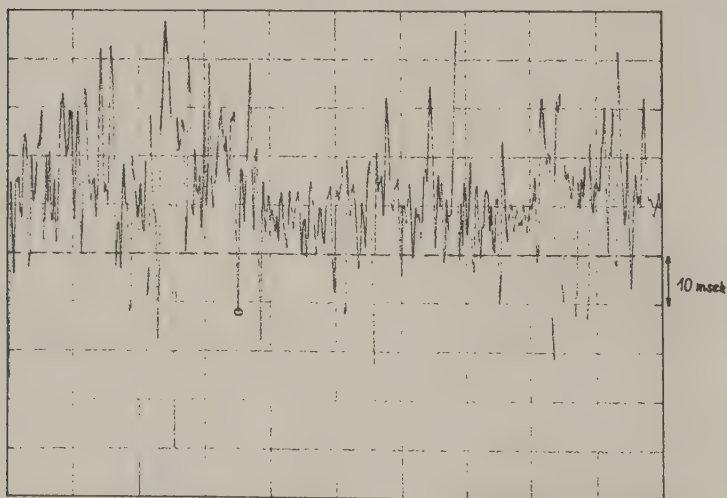
START 1	000.000Hz	STOP 1	100.000Hz
AMPTD	630.96mV	DELAY APER	500.0E-03Hz

Bild 3.1: Verlauf von Betrag und Gruppenlaufzeit beim LRMS im Frequenzbereich 1000-1100 Hz vor und nach Öffnen einer Schranktür

REF LEVEL 0.000dBm /DIV 5.000dB MARKER 1 400.000Hz
MAG (A) -36.072dBm



REF LEVEL 0.0SEC /DIV 10.000mSEC MARKER 1 400.000Hz
DELAY (A) -12.046mSEC



START 0.000Hz STOP 4 000.000Hz
AMPTD 630.96mV DELAY APER 20.00Hz

Bild 3.2: Verlauf von Betrag und Gruppenlaufzeit beim LRMS im Frequenzbereich 0-4000 Hz

3.2 Transversalfilter

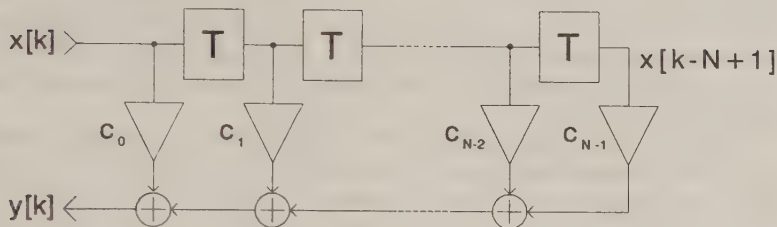


Bild 3.3: Transversalfilter in Direktform

Die explizite Vorstellung der in dieser Arbeit eingesetzten Filterstrukturen beginnen wir mit dem bekanntesten Vertreter für adaptive Filter, dem Transversalfilter in Direktform (TF) nach Bild 3.3. Die Differenzengleichung für das TF mit N Koeffizienten lautet

$$y[k] = \sum_{n=0}^{N-1} c_n x[k-n], \quad (3.3)$$

und die z -Übertragungsfunktion

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \sum_{n=0}^{N-1} c_n z^{-n}. \quad (3.4)$$

Die Impulsantwort ist demnach identisch mit den Koeffizienten

$$h[n] = c_n, \quad n = 0(1)N-1. \quad (3.5)$$

Wegen der endlichen Anzahl von Werten in der Impulsantwort wird in der Literatur oft das TF als FIR (finite impulse response)-Filter bezeichnet. Diese Bezeichnung ist etwas unglücklich, da zum einen, wie wir gesehen haben, noch andere nichtrekursive Filterstrukturen existieren und zum anderen, rekursive Filter mit endlicher Arithmetik ebenfalls nur eine endlich "lange" Impulsantwort aufweisen.

Im adaptiven Fall ändern sich die Koeffizienten c_n zeitlich. Dies wird durch die Schreibweise $c_n[k]$ angezeigt.

3.3 Wellendigitalfilter

Im Kapitel 3.1 ist festgestellt worden, daß bei der Realisierung adaptiver Rekursivfilter (ARF) – insbesondere in Festkomma-Arithmetik – die (innere bzw. strukturelle) Passivität der Filterstrukturen von entscheidender Bedeutung ist. Aus diesem Grund werden in dieser Arbeit für ARF ausschließlich Wellendigitalfilter (WDF) mit eben dieser Eigenschaft eingesetzt. Die Passivität der WDF ist mit ihrer systematischen Ableitung aus kontinuierlichen, passiven elektrischen Netzwerken zu erklären.

Hierfür ist von Fettweis erstmals 1970 ein Verfahren vorgeschlagen worden [13], bei dem die einzelnen Elemente des elektrischen (Referenz-) Netzwerkes nach einer aus der Streuparametertheorie bekannten Wellenbeschreibung mit Hilfe der bilinearen Transformation $z = \frac{1+\psi}{1-\psi}$ vom analogen ψ -Bereich in den digitalen z -Bereich transformiert werden. Wenn mit U Spannung und mit I Strom am Element bzw. mit A die einfallende und mit B die reflektierte (Spannungs-) Welle des Elements bezeichnet wird, dann geht $U = RI$ (Ohmscher Widerstand) in $B = 0$, $U = IR/\psi$ (Kapazität) in $B = z^{-1}A$, $U = \psi RI$ (Induktivität) in $B = -z^{-1}A$, $U = 0$ (Kurzschluß) in $B = -A$ und $I = 0$ (Leerlauf) in $B = A$ über. Nach der Transformation der Elemente muß noch ihre Verbindung unter Anwendung der Kirchhoffschen Gesetze verwirklicht werden. Als Verbindungsstrukturen erhält man für Reihen- und Parallelverbindungen sogenannte Reihen- und Paralleladaptores, die aus Addierern, Vorzeichenumkehrern und Multiplizieren aufgebaut sind; siehe z.B. Bild 3.5a für einen Zweitor-Paralleladaptor.

Wir wollen hier die Methoden beim Entwurf von WDF nicht weiter vertiefen; hierfür sei der Leser auf den Übersichtsaufsatz von Fettweis verwiesen [20], der "Theorie und Praxis" von WDF ausführlich behandelt und für weitergehendes Interesse ein umfassendes Literaturverzeichnis bereitstellt.

Wie schon erwähnt, kann bei dem in dieser Arbeit verwendeten Gradientenverfahren (Struktur des Gradientenfilters identisch mit dem eigentlichen Filter) damit gerechnet werden, daß die guten Eigenschaften der WDF im konstanten Fall – im adaptiven Fall erhalten bleiben. Auch im Hinblick auf den Aufbau von Filterbänken mit WDF (Kapitel 6.2) sind, bei geeigneter Wahl der Strukturen und Beachtung der Regeln aus Kapitel 5.3, hier zu nennen:

- Stabilität auch unter nichtlinearen Bedingungen (endliche Wortlänge, Überläufe), aber auch unter Schleifenbedingungen¹²
- Freiheit von (Granular- und Überlauf-) Grenzzyklen
- Geringe Empfindlichkeit der Übertragungsfunktion gegenüber Koeffizien­tenänderungen, d.h. geringe Wortlänge für die Koeffizientendarstellung
- sehr gute Dynamik.

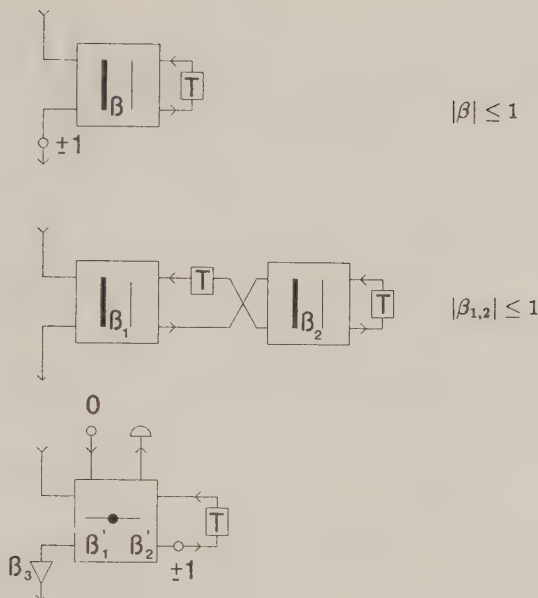


Bild 3.4: Strukturen für adaptive WDF, Adaptoren s. nächstes Bild

Oben: allgemeiner Allpass 1. Grades

Mitte: allgemeiner Allpass 2. Grades

Unten: allgemeine passive Sektion 1. Grades

Wie oben angedeutet, wird in dieser Arbeit von auf Spannungswellen beruhenden WDF ausgegangen. Daneben ist die Beschreibung mit Strom- oder Leistungswellen möglich. Dabei sind Strom-WDF prinzipiell identisch mit SpannungswDF und werden deshalb nicht weiter diskutiert. Kubin zeigt an einem Beispiel [45], daß bei SpannungswDF (SWDF) Instabilitäten eintreten, während bei LeistungswDF (LWDF) diese nicht entstehen. Zum einen scheint das Beispiel zu konstruiert, als daß in realen Verhältnissen mit solch einer Koeffizientenänderung (periodischer Wechsel zwischen 0 und dem festen Wert k) gerechnet werden muß, zum anderen ist die Realisierung von LWDF mit erheblich mehr Aufwand (Anzahl der Multiplizierer) verbunden, und darüber hinaus können die Werte der Koeffizienten nicht unabhängig voneinander eingestellt werden (s. Forderung in Kap. 3.1), da sonst Passivität nicht mehr garantiert werden kann [21]. Interessant werden LWDF bei Einsatz von sogenannten CORDIC-Adaptoren [39]. Der CORDIC-Algorithmus ist mit käuflichen Signalprozessoren aber nur aufwendig durchzuführen und wird deshalb hier nicht untersucht.

¹²Eine Schleife im hier gemeinten Sinne tritt bei der Vierdraht-Zweidraht-Umsetzung in Telefonverbindungen auf, wenn diese durch nichtideale Gabeln realisiert wird [20].

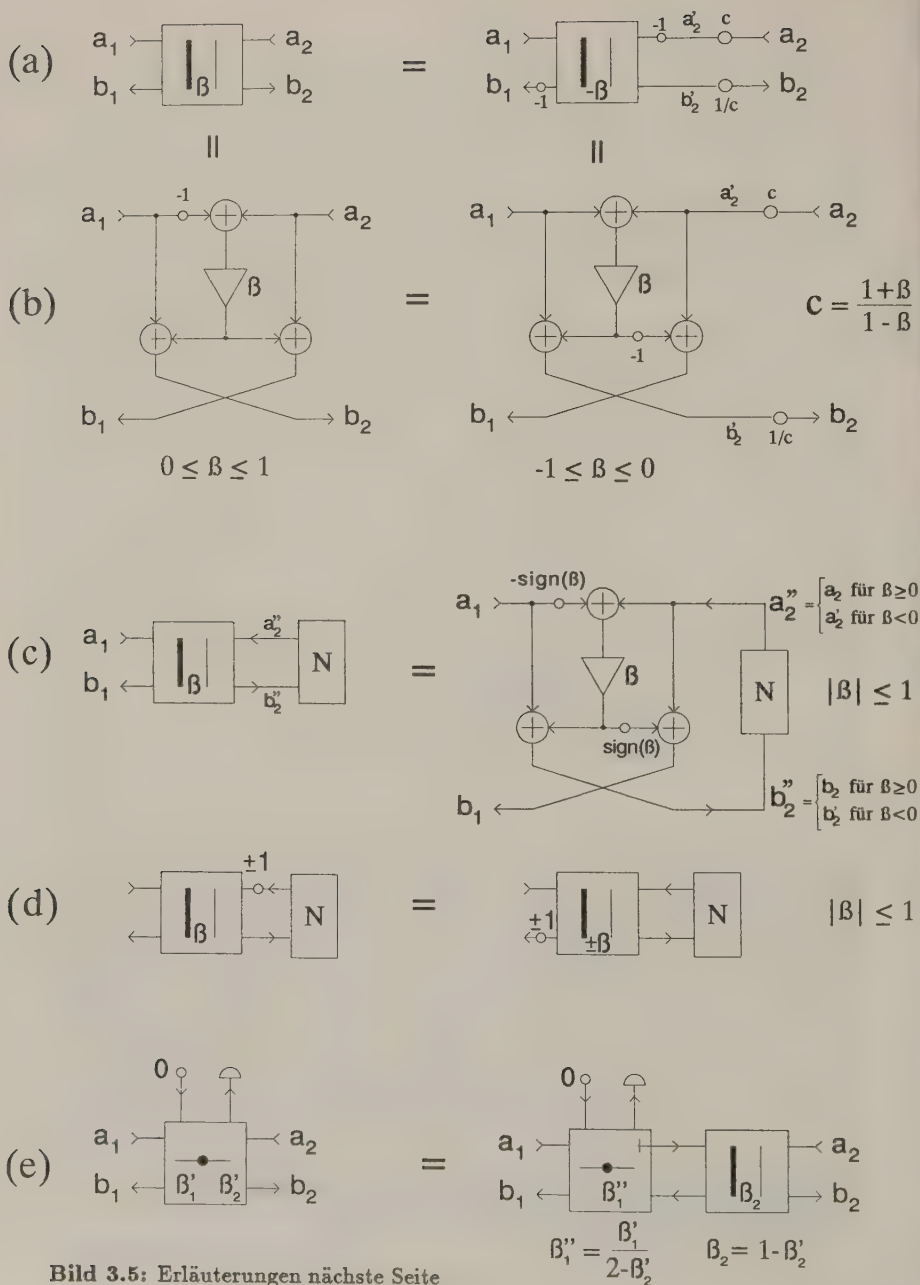


Bild 3.5: Erläuterungen nächste Seite

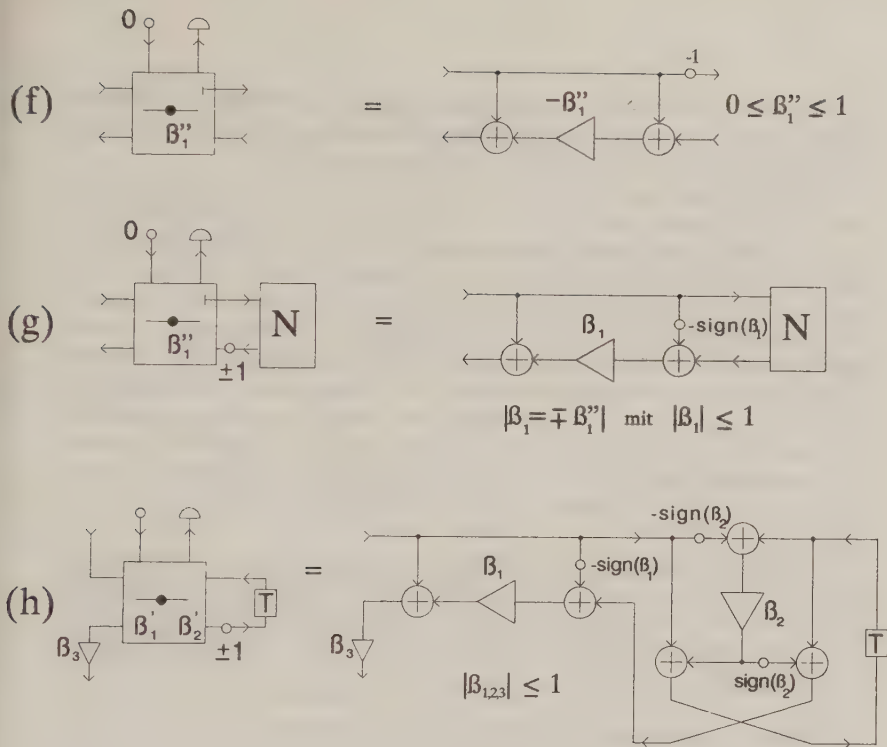


Bild 3.5: (a-h): Adaptoren für adaptive WDF, linke und rechte Seite äquivalent.

In (c,d,g) Abschluß der Adaptoren mit einem konstanten und linearen Eintor N . N steht z.B. für ein Verzögerungsglied T oder für die Sektionen nach Bild 3.4

- (a): Zweitor-Paralleladaptor mit Koeffizientenwertebereich $|\beta| \leq 1$
 - (b): Realisierung von (a), wobei linke Struktur für $0 \leq \beta \leq 1$ und rechte für $-1 \leq \beta \leq 0$ gut skaliert ist
 - (c): Durch Abschluß des Adaptors mit dem Eintor N können die Koeffizienten c bzw. $1/c$, wegen $c \cdot 1/c = 1$, weggelassen werden. Gute Skalierung wird dadurch erreicht
 - (d): Durchschieben eines Vorzeichenumkehrers durch Adaptor
 - (e-g): Realisierung eines resistiv abgeschlossenen Dreitor-Reihen-adaptors
 - (h): Auflösung der allgemeinen Sektion 1. Grades aus Bild 3.4c
- Weiteres siehe Text

Anders als beim ATF, wo die Abschätzung des Aufwands für die Modellierung des LRMS über die Länge der Impulsantwort erfolgen kann, muß bei ARF zunächst von möglichst allgemeinen Strukturen ausgegangen werden.

Für die Realisierung allgemeiner, passiver ARF höherer Ordnung ist es z.B. sinnvoll, die Übertragungsfunktion in Sektionen 1. und 2. Grades aufzuspalten und diese dann zu kaskadieren. Fettweis gibt in [20] allgemeine Referenznetzwerke an, die in WDF-Strukturen überführt werden können. Diese haben für den adaptiven Fall den Nachteil, daß sie in der Anzahl der Multiplizierer nicht kanonisch und die Koeffizienten nicht unabhängig voneinander einstellbar sind. Darüber hinaus besitzen diese Strukturen reziproke Koeffizienten, da die Referenzstruktur ideale Übertrager benötigt. Dies führt bei Verwendung des hier eingesetzten Festkomma-Signalprozessors [79] zu erheblichen Skalierungsproblemen, insbesondere dann, wenn die Adaption kleine Koeffizientenwerte, d.h. große für den reziproken Koeffizienten, liefert. In [20] wird zwar auch eine allgemeine Sektion 2. Grades in kanonischer Form¹³ angegeben, aber auch hier sind die Koeffizienten nicht unabhängig voneinander.

In [89] findet man ebenfalls Vorschläge für solche Strukturen. Die angegebene Struktur 1. Ordnung ist allgemein und kanonisch¹³, die höherer Ordnung jedoch nicht. Aus diesem Grund beschränken wir uns in dieser Arbeit auf die Vorstellung von allgemeinen Allpässen 1. und 2. Grades und der erwähnten allgemeinen passiven Struktur 1. Grades.

Allpässe haben bekanntlich einen konstanten Betragsgang

$$|H_A(z)| = \text{const} \quad \text{für} \quad |z| = 1, \quad (3.6)$$

können aber die Phase in gewissen Grenzen ändern [69]. In Bild 3.4 oben ist ein Allpaß 1. Grades und Bild 3.4 mitte ein Allpaß 2. Grades in der Realisierung als WDF angegeben. Die z -Übertragungsfunktionen 1. bzw. 2. Grades lauten bei Verwendung des Adaptors aus Bild 3.5a

$$H_{A_1}(z) = \pm \frac{-\beta z + 1}{z - \beta}, \quad |\beta| \leq 1, \quad (3.7)$$

bzw.

$$H_{A_2}(z) = \frac{-\beta_1 z^2 + \beta_2(\beta_1 - 1)z + 1}{z^2 + \beta_2(\beta_1 - 1)z - \beta_1}, \quad |\beta_{1,2}| \leq 1. \quad (3.8)$$

Mit (3.7) läßt sich ein Phasengang $b(\omega) = -\arg H(e^{j\omega T})$ im Frequenzintervall $\omega T \in [0, \pi]$ zwischen 0 und $+\pi$ (pos. Vorzeichen) bzw. $-\pi$ und 0 (neg. Vorzeichen) einstellen. Entsprechend mit (3.8) ein Phasengang zwischen $-\pi$ und $+\pi$. Die Struktur 1. Grades realisiert die maximale Steigung im Phasenverlauf nur bei $\omega=0$, während die 2. Grades dies im gesamten Frequenzintervall $\omega T \in [0, \pi]$ ermöglicht.

¹³Kanonisch in der Anzahl der Multiplizierer und Verzögerer.

Die allgemeine passive Sektion 1. Grades

$$H_1(z) = k \frac{z + a}{z + b} \quad \text{mit} \quad |H_1(z = e^{j\omega T})| \leq 1 \quad \forall \omega, \quad (3.9)$$

und der Impulsantwort

$$h[n] = k \cdot \begin{cases} 0 & n < 0 \\ 1 & n = 0 \\ b^n(1 + a/b) & n > 0 \end{cases}, \quad (3.10)$$

liefert die WDF-Struktur nach Bild 3.4 unten [89]. Mit Hilfe von Bild 3.5h können die Äquivalenzen

$$\begin{aligned} b &= -\beta_2, \\ a &= \frac{\beta_1 - \beta_2(1 - |\beta_1|)}{1 - |\beta_1| - \beta_1\beta_2}, & |\beta_{1,2,3}| \leq 1, \\ k &= \beta_3(1 - |\beta_1| - \beta_1\beta_2) \end{aligned} \quad (3.11)$$

angegeben werden. Zu beachten ist hier, daß Passivität für $|\beta_{1,2,3}| \leq 1$ erfüllt ist und die $\beta_{1,2,3}$ unabhängig voneinander einstellbar sind; die Kontrolle der Koeffizientengrenzen im adaptiven Fall ist also sehr einfach.

Der Vorzeichenumkehrer $\pm$ in der Allpass-Struktur 1. Grades wird bei Kaskadierung mit z.B. der angegebenen allgemeinen Sektion 1. Grades im Koeffizienten β_3 realisiert.

Noch einige Anmerkungen zu den Adaptoren in Bild 3.5 [28]: Der Adaptor in Bild 3.5a ist ein Zweitor-Paralleladaptor. Wird er mit einem konstanten und linearen Eintor N abgeschlossen ergibt sich die gut skalierte Struktur nach Bild 3.5c. Mehr dazu in Kapitel 5.3. In Bild 3.5e links ist ein Dreitor-Reihenadaptor abgebildet, der an einem Tor mit einem Ohmschen Widerstand (Senke) abgeschlossen ist. In [17] wird gezeigt, daß dieser in einen Zweitor-Adaptor und einen – an einem Tor reflektionsfrei abgeschlossenen (Symbol $\vdash$) – Dreitor-Reihenadaptor aufgespalten werden kann. Bild 3.5d zeigt, wie der Vorzeichenumkehrer ± 1 durch den Adaptor "durchgeschoben" (s. [20] Fig. 43) und in Bild 3.5g wie dieser im Koeffizienten β_1 realisiert werden kann.

Nun stellt sich die Frage, wie kann aus den angegebenen Strukturen ein ARF "zusammengestellt" werden, mit dem es möglich ist das LRMS nachzubilden. Hierzu führen wir ein Gedankenexperiment im Zeitbereich durch und fragen: Wie entsteht die Antwort des LRMS auf einen vom Lautsprecher ausgesendeten Impuls? Neben dem Direktschall empfängt das Mikrophon die durch Reflektion an den Wänden, dem Boden und der Decke sowie an Einrichtungsgegenständen entstandenen Echos. Geht man nun davon aus, daß die einzelnen Echos in Folge der Dispersion der Schallwellen exponentiell abklingend am Mikrophon ankommen (vgl. [48],[67],[36]), so kann dieser Vorgang mit einer Struktur simuliert werden, die wir als Transversal-Rekursiv-Filter (TRF) bezeichnen, s. Bild 3.6. Gemäß (3.10)

ist mit der Sektion 1. Grades ein exponentiell abklingender Vorgang nachzubilden. Die Gesamtstruktur erhält man dann durch Abgreifen der Eingangssignale für die einzelnen Sektionen 1. Grades von einer Verzögerungskette und Aufsummation der Ausgangssignale. Mit anderen Worten: Die Gesamtstruktur entspricht einem TF entsprechend Bild 3.3, wobei die Koeffizienten durch die genannten RF ersetzt werden. Eine weitere Maßnahme kann sein, zwischen den einzelnen RF nicht nur ein Verzögerungsglied T , sondern mehrere zu setzen, wobei als Argumentation ein größerer zeitlicher Versatz der Echos, als durch ein Verzögerungsglied realisiert ($T = 125 \mu\text{sek}$), dienen kann. Desweiteren können die RF_i in Bild 3.6 durch Kaskadierung von Allpaß und Sektion 1. Grades realisiert sein.

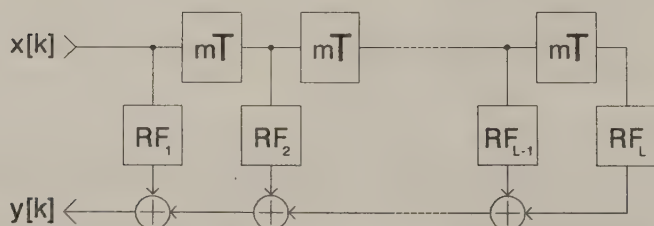


Bild 3.6: Struktur des hier so genannten Transversal-Rekursiv-Filters

Zu beachten ist hier, daß die angegebene TRF-Struktur insgesamt nicht mehr passiv ist, d.h., die oben genannte und in der vorliegenden Anwendung geforderte Schleifenstabilität ist nicht mehr unter allen Bedingungen automatisch erfüllt. Diese Aussage gilt streng nur für den konstanten Fall. Im adaptiven Fall hat sich in Experimenten gezeigt, daß für TF wie TRF die Schleifenstabilität durch den Adaptionalgorithmus gewährleistet wird. Die notwendige Passivität für die Gradientenfilter ist jedoch wegen der vorliegenden Parallelstruktur erfüllt (s. Kap. 4.3).

Die mit dieser Struktur erzielbaren Ergebnisse sollen schon hier angegeben werden, obwohl die eingesetzten Adaptionverfahren noch nicht vorgestellt worden sind; wir gehen an dieser Stelle aber davon aus, daß diese für die Beurteilung des Problems ausreichend gut arbeiten.

Für die RF_i ($i = 1(1)L$) gemäß Bild 3.6 sind die Sektion 1. Grades ohne ($L=64$, Version 1) und mit kaskadiertem Allpaß 1. Grades ($L=30$, Version 2) getestet worden. Für die Anzahl m der Verzögerungsglieder zwischen den RF_i ist $m=1,2,3$ versucht worden.

Um es gleich vorwegzunehmen, die Ergebnisse sind bei den untersuchten TRF-Strukturen unbefriedigend. Bestes Ergebnis ist mit der Version 1 und $m=2$ erreicht worden. Das $ERLE$ beträgt hier ca. 8 dB, vergleichbar mit $N=200$ bei ATF.

Beachtet man die Anzahl der benötigten Parameter ($3L \approx N$) und den erheblich größeren Aufwand bei TRF, im Gegensatz zu TF, so ist hier nichts gewonnen.

Ein Phänomen bei Version 1 und $m=1$ ist hier von besonderem Interesse: Unabhängig von der Wahl der Startwerte der Koeffizienten degeneriert diese TRF-Struktur immer zu einem TF, weil der Koeffizient β_1 (s. Bild 3.5h) zu null wird bzw. null bleibt. Versuche, dem Ausgangskoeffizienten β_3 , der im degenerierten Fall dem TF-Koeffizienten entspricht, durch einen kleinen Verstärkungsfaktor in der Adaptionsschleife (μ in Glg. (4.2) bzw. (4.7)) eine geringere Dominanz gegenüber $\beta_{1,2}$ zu geben, führen zu keinem besseren Resultat. Dieser Eingriff führt zwar in manchen Fällen nicht zu der Degeneration, aber zu einer suboptimalen Lösung¹⁴.

Wir wollen hier die Diskussion TF im Vergleich zu RF beenden und zusammenfassend feststellen: Der hier verfolgte Ansatz, mit einer Kombination aus TF und RF, dem sogenannten TRF nach Bild 3.6, die Modellierung des LRMS zu versuchen, führt zu keiner Aufwandsreduzierung gegenüber dem TF. Insbesondere die Beobachtung der Degeneration des TRF zu einem TF (im oben angegebenen Fall) veranlaßt zu der Aussage, daß mit einem TF das LRMS "gut" beschrieben ist. Mit anderen Worten: In Berufung auf die hier durchgeführten Experimente, aber auch auf die in Kapitel 3.1 beschriebene Komplexität des LRMS, sind eventuell rekursive Strukturen nicht zur Modellierung des LRMS geeignet. Wir haben den (bis zu diesem Zeitpunkt erfolglosen) Versuch der Modellierung des LRMS mit adaptiven, rekursiven WDF (AWDF) hier nicht nur für obige "Negativ-Aussage"¹⁵ so ausführlich dokumentiert, sondern auch, um anzuzeigen, daß für geeignetere Anwendungsfälle, wie z.B. die adaptive Nachbildung von Leitungsechos oder die adaptive Entzerrung von Übertragungskanälen, AWDF attraktive Kandidaten sein können. Aus diesem Grund wird im Kapitel 4.3 die Realisierung der Koeffizienten-Adaption und im Kapitel 5.3 die Implementierung in Festkomma-Arithmetik vorgeführt.

¹⁴Man beachte die Anmerkung über die Multi-Modalität von RF in Kap. 3.1.

¹⁵In einigen Arbeiten zu diesem Thema wird die Perspektive "Lösung des Problems mit RF" zwar angesprochen, z.B. in [1],[40], jedoch keine Vorschläge bzw. Ergebnisse angegeben.

4 Die Adaption der Filterkoeffizienten

4.1 Wahl des Adaption-Verfahrens

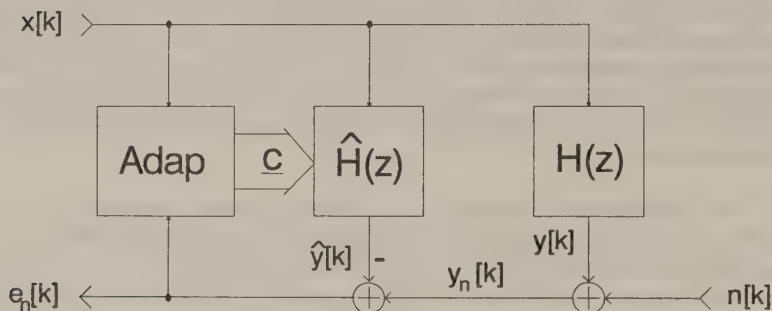


Bild 4.1: Modell für die adaptive Echokompensation

Bild 4.1 zeigt das Modell für das adaptive System. Hierin sind

- $H(z)$: z -Übertragungsfunktion des Echo-Kanals (LRMS)
- $\hat{H}(z)$: z -Übertragungsfunktion des Kompensators
- $x[k]$: Referenz- (Eingangs)-signal
- $y[k]$: Echosignal
- $n[k]$: Störsignal
- $\hat{y}[k]$: geschätztes Echo
- $y_n[k]$: gestörtes Echo $= y[k] + n[k]$
- $e[k]$: Rest- (Fehler)-signal $= y[k] - \hat{y}[k]$
- $e_n[k]$: gestörtes Restsignal $= e[k] + n[k] = y_n[k] - \hat{y}[k]$

Wir gehen bei der Wahl dieses Modells davon aus, daß das analoge LRMS (Bild 1.1) im betrachteten Frequenzbereich vollständig durch das konstante und lineare, zeitdiskrete System $H(z)$ beschrieben wird.

Das Störsignal $n[k]$ haben wir in Bild 4.1 nur der Vollständigkeit halber angegeben. Der Einfluß von $n[k]$ auf die Adaption ist natürlich erheblich; in der Regel wird man die Adaption bei starker und lang andauernder Störung (double talk) sogar unterbrechen müssen. In der Literatur über Echokompensation findet man einige Ansätze zur Lösung dieses Problems. Das von Schultheiß vorgeschlagene Verfahren [68] bietet vielleicht den besten Kompromiß aus Zuverlässigkeit und Aufwand. Weniger aufwendig ist das in [72] und sehr einfach das in [74]. Allen gemein ist die Steuerung der Adaption über den weiter unten eingeführten

Schrittweitenfaktor. In dieser Arbeit wollen wir dieses Problem jedoch nicht weiter verfolgen, und setzen deswegen für das Folgende $n[k] = 0$ bzw. $e[k] = e_n[k]$ voraus.

Unabhängig von der $H(z)$ repräsentierenden Filterstruktur soll hier die Minimierung des erwarteten Fehlerquadrates

$$J[k] = E\{e^2[k]\} \quad (4.1)$$

das Kriterium für das Adaptionsverfahren sein. Dabei ist E der Erwartungswertoperator.

Zahlreiche Methoden, die sich mit der Lösung dieser Aufgabe beschäftigen, sind in der Literatur¹⁶ zu finden. Weil nun in dieser Arbeit der Realzeit-Test der Algorithmen oberste Zielsetzung ist, muß aus der Fülle der Verfahren ein besonders einfaches und robustes ausgesucht werden.

Das bekannteste und auch am weitesten verbreitete Verfahren ist ein Gradientenverfahren, das den Filterkoeffizientenvektor $\underline{c}$ in Richtung des steilsten Abfalls der "Gütefunktion" $J[k] = f(k, \underline{c})$ einstellt¹⁷. Hiernach wird der Koeffizientenvektor des adaptiven Filters für den nächsten Abtasttakt folgendermaßen eingestellt:

$$\underline{c}[k+1] = \underline{c}[k] - \mu[k] \cdot \nabla[k], \quad (4.2)$$

wobei

$$\nabla[k] = \left(\frac{\partial J[k]}{\partial c_0[k]}, \dots, \frac{\partial J[k]}{\partial c_{N-1}[k]} \right)^T \quad (4.3)$$

der Gradientenvektor und $\mu[k] > 0$ die Schrittweite ist, mit der die Geschwindigkeit der Adaption gesteuert und die Konvergenz sichergestellt werden kann. Die geeignete Wahl der skalaren Größe $\mu[k]$ wird in den nächsten beiden Kapiteln beschrieben.

Der nächste Schritt ist die möglichst einfache Berechnung des Gradientenvektors $\nabla[k]$. Zwar läßt sich $\nabla[k]$ bei Transversalfiltern exakt ableiten [87], jedoch ist in realer Umgebung die exakte Berechnung der hierfür benötigten Korrelationsfunktionen (Nichtstationarität der Daten und begrenzte Datenmenge) nicht möglich. Stattdessen versucht man nun $\nabla[k]$ geeignet zu schätzen. Die simpelste Schätzung ist natürlich die, bei der wir für die Bestimmung des Gradientenvektors $\nabla[k]$ nicht die Ableitung des erwarteten Fehlerquadrates $J[k] = E\{e^2[k]\}$, sondern die Ableitung des momentanen Fehlerquadrates $e^2[k]$ nach dem Koeffizientenvektor $\underline{c}[k]$ durchführen. Das heißt, wir berechnen anstatt (4.3),

$$\hat{\nabla}[k] = \left(\frac{\partial e^2[k]}{\partial c_0[k]}, \dots, \frac{\partial e^2[k]}{\partial c_{N-1}[k]} \right)^T = -2e[k] \left(\frac{\partial \hat{y}[k]}{\partial c_0[k]}, \dots, \frac{\partial \hat{y}[k]}{\partial c_{N-1}[k]} \right)^T. \quad (4.4)$$

¹⁶Die Angabe von Literatur an dieser Stelle, ohne einen den Rahmen dieser Arbeit übersteigenden ausführlichen Kommentar, kann der Menge der Arbeiten nicht gerecht werden. Daher soll als Referenz das aktuellste und vielleicht umfassendste Werk in Buchform, das den derzeitigen Stand im Bereich der "Adaptiven Filterung" beschreibt, und zwar das Buch von Haykin (1986, [35]), angegeben werden. Einschränkend muß aber erwähnt werden, daß sich Haykin nur auf nichtrekursive adaptive Filter beschränkt.

¹⁷Dieses Verfahren und seine vielfältigen Derivate wird z.B. in fast allen adaptiven Kompensatoren von Leitungsechos eingesetzt, [75].

Dabei haben wir für den Übergang

$$\frac{\partial e[k]}{\partial c_i[k]} = \frac{\partial (y[k] - \hat{y}[k])}{\partial c_i[k]} = -\frac{\partial \hat{y}[k]}{\partial c_i[k]}, \quad i = 0(1)N-1, \quad (4.5)$$

von der Tatsache

$$\frac{\partial y[k]}{\partial c_i[k]} = 0 \quad (4.6)$$

Gebrauch gemacht. (Echokanal unabhängig von den Koeffizienten des Kompensators). Die Adaptionvorschrift für den i -ten Koeffizienten lautet dann

$$c_i[k+1] = c_i[k] + 2\mu[k] \cdot e[k] \cdot \frac{\partial \hat{y}[k]}{\partial c_i[k]}, \quad i = 0(1)N-1. \quad (4.7)$$

Die Besonderheit des oben vorgeführten Adaption-Verfahrens liegt darin, daß hier versucht wird, das Minimum einer Funktion zu finden, ohne sie selbst genau zu kennen.

Der durch (4.5) beschriebene Algorithmus geht auf Widrow und Hoff (1960, [86]) zurück und wird LMS (least-mean-square)-Algorithmus genannt. Üblich sind auch die Bezeichnungen stochastic-gradient- oder stochastic-iteration algorithm (SGA [37] bzw. SIA [7]).

4.2 Koeffizienten-Adaption bei Transversalfiltern

Die für die Koeffizienten-Adaption bei TF notwendigen Gradienten

$$\frac{\partial \hat{y}[k]}{\partial c_i[k]} = x[k-i] \quad (4.8)$$

erhält man bei Verwendung von (3.3). Sie müssen demnach nicht explizit berechnet werden, sondern liegen implizit in der Verzögerungskette vor. Die Filterberechnung und die Adaptionvorschrift lauten demnach:

$$\begin{aligned} \hat{y}[k] &= \sum_{n=0}^{N-1} c_n[k] x[k-n], \\ c_i[k+1] &= c_i[k] + 2\mu[k] e[k] x[k-i], \quad i = 0(1)N-1. \end{aligned} \quad (4.9) \quad (4.10)$$

Für die Koeffizientenkorrektur $\Delta c_i[k] = 2\mu[k] e[k] x[k-i]$ findet man in der Literatur viele Sonderformen. So wird z.B. in [7], [54] der sogenannte Vorzeichenalgorithmus untersucht, bei dem die Berechnung der Multiplikation $e[k]x[k-i]$ durch $\text{sign}(e[k]) \cdot x[k-i] = \pm x[k-i]$ ersetzt wird. Möglich ist auch $e[k] \cdot \text{sign}(x[k-i]) = \pm e[k]$ bzw. $\text{sign}(e[k]) \cdot \text{sign}(x[k-i]) = \pm 1$, [64]. Alle drei Vereinfachungen führen natürlich zu einer Verringerung der Konvergenzgeschwindigkeit, insbesondere im letzten Fall. Die wenig beachtete 2. Möglichkeit ist dabei die attraktivste, da die Information über den Fehler $e[k]$ erhalten bleibt und damit eine aufwendige Steuerung

des Verstärkungsfaktors μ entfällt. (Man beachte, daß der aus dem Eingangssignal $x[k]$ abgeleitete Gradient $x[k-i]$ auch bei Konvergenz der Adaption nicht auf Null abklingt.) Da der hier verwendete Signalprozessor [79] Vorzeichenoperationen wenig effektiv realisiert, wird im folgenden die Berechnung nach (4.10) vorausgesetzt. Beim Entwurf eines speziellen Signalprozessors sollte die oben aufgeführte 2. Möglichkeit in Erwägung gezogen werden, insbesondere bei Verwendung von Festkomma-Arithmetik (s. Kap. 5.2).

Der Verstärkungs- oder Schrittweitenfaktor $\mu[k]$ hat entscheidenden Einfluß auf das Konvergenzverhalten der Adaption. Ausführlich wird es für konstantes μ in dem Buch von Widrow [87] beschrieben.

Für eine von der Aussteuerung weitgehend unabhängige Koeffizientenadaption ist es sinnvoll die Koeffizientenkorrektur $\Delta c_i[k] = 2\mu[k]e[k]x[k-i]$ in (4.10) auf die Energie des Eingangssignals $x[k]$ im Zeitfenster des TF zu normieren [57]. Formal führen wir die Normierung durch die Substitution

$$\mu[k] = \frac{\gamma[k]}{\|x[k]\|^2} \quad (4.11)$$

ein, wobei

$$\|x[k]\|^2 = \sum_{n=0}^{N-1} x^2[k-n] \quad (4.12)$$

$$= \|x[k-1]\|^2 + x^2[k] - x^2[k-N] \quad (4.13)$$

für die genannte Energie steht. Die hier angegebene Zeitabhängigkeit im verbleibenden Schrittweitenfaktor γ in (4.11) soll die Möglichkeit der Steuerung der Adaption bei Störung (s. Kap. 4.1) anzeigen. Die Realisierung der Rekursionsgleichung (4.13) und eine sinnvolle Approximation in Festkomma-Arithmetik werden im Kapitel 5.2 angegeben. Für den Fall von unkorreliertem und stationärem Eingangssignal¹⁸ $x[k]$ konvergiert der Mittelwert des Koeffizientenvektors in Richtung der (optimalen) Wiener-Lösung [87], wenn der Schrittweitenfaktor $\gamma[k]$ im Bereich

$$0 < \gamma[k] < 1 \quad (4.14)$$

liegt [7]¹⁹. Für die richtige Wahl von γ im Intervall (4.14) ist ein Kompromiß zwischen der Zeitkonstante der Lernkurve

$$\tau \approx \frac{-1}{\ln(1 - \frac{\gamma}{N})} \approx \frac{N}{\gamma} \quad (4.15)$$

und dem Fehlableich

$$M = \frac{J_{\infty} - J_{\min}}{J_{\min}} \approx \frac{\gamma N}{2N - \gamma} \approx \gamma/2 \quad (4.16)$$

¹⁸Diese Annahme ist bei Sprachsignalen natürlich nicht erfüllt. Es existiert jedoch in der Literatur kein Beweis unter welchen Voraussetzung der Adaptionalgorithmus für beliebige Eingangssignale konvergiert.

¹⁹Zu beachten ist der Faktor 2 in (4.10), der in [7] nicht vorkommt (ist in $\mu[k]$ enthalten).

zu treffen. Dabei ist J_∞ der mittlere quadratische Fehler gemäß (4.1) im eingeschwungenen Zustand ($k \rightarrow \infty$) und $J_{\min}$ das minimale J der Wiener Lösung. Diese Beziehungen erhält man bei Gültigkeit der eben erwähnten Einschränkungen über die Statistik des Eingangssignal, sowie linearen Bedingungen (unendliche Arithmetik), durch Kombination der Ergebnisse in [87] und [88]. Die rechten Terme in (4.15) und (4.16) ergeben sich aus $\gamma/N \ll 1$.

Der Aufwand ohne periphere Aufgaben wie die Berechnung obiger Norm oder Skalierungsmaßnahmen beträgt im vorliegenden Fall $2N$ Multiplikationen und Additionen (MUL/ADD), die mit dem hier verwendeten Signalprozessor in ca. $4N$ Schritten (Zyklen) abgearbeitet werden. (N Schritte für das Filter und $3N$ für die Koeffizienten-Adaption.) $2N$ Speicherplätze für Daten und Koeffizienten werden gebraucht.

Für korrelierte Eingangsdaten $x[k]$ (z.B. Sprachsignale) verschlechtert sich die Konvergenzgeschwindigkeit und das erzielbare Ergebnis erheblich. Schultheiß [68] schlägt hierfür eine Dekorrelation mittels adaptiver Formfilter vor. Die Komplexität, ohne Einrechnung der adaptiven Formfilter und notwendiger Steuerungsaufgaben, steigt hier nochmals um N .

Für weitergehende Ausführungen zum Thema ATF sei der Leser auf die oben angegebenen Literaturstellen verwiesen.

Experimente über die Nachbildung des LRMS mit ATF werden im Kapitel 7 vorgeführt.

4.3 Koeffizienten-Adaption bei Wellendigitalfiltern

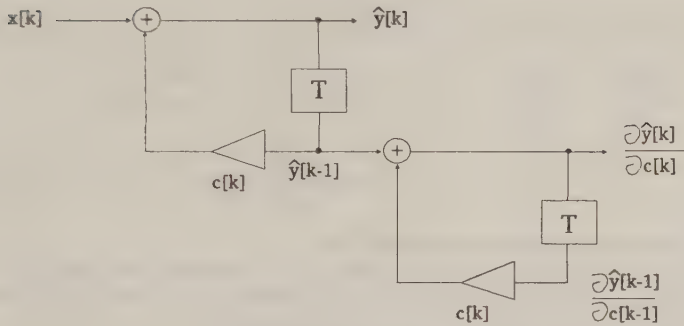


Bild 4.2: Beispielstruktur

Die Berechnung der Gradienten $\partial \hat{y} / \partial c_i$ zur Adaption der Filterkoeffizienten c_i erweist sich bei RF nicht so einfach wie beim TF aus dem vorigen Abschnitt. Als einfaches Beispiel nehmen wir eine Rekursionsgleichung 1. Grades, in der $c[k]$ der veränderbare Koeffizient sei:

$$\hat{y}[k] = c[k] \cdot \hat{y}[k-1] + x[k]. \quad (4.17)$$

Für die Ermittlung der Gradienten (-filter) werden in diesem Abschnitt zwei Fälle unterschieden, die auf zwei verschiedenen Modellen beruhen:

1. *Deterministisches Modell:* Den Gradienten für die Koeffizientenadaption (4.7) erhält man aus der partiellen Ableitung $\partial \hat{y}[k] / \partial c[k]$ und ist für das obige Beispiel

$$\frac{\partial \hat{y}[k]}{\partial c[k]} = \hat{y}[k-1] + c[k] \cdot \frac{\partial \hat{y}[k-1]}{\partial c[k]}. \quad (4.18)$$

Nun ist aber der Term $\partial \hat{y}[k-1] / \partial c[k]$ streng null, da $\hat{y}[k-1]$ nicht von $c[k]$ abhängt (die Gegenwart hängt von der Vergangenheit ab, nicht umgekehrt) und deshalb ist

$$\frac{\partial \hat{y}[k]}{\partial c[k]} = \hat{y}[k-1]. \quad (4.19)$$

Auf höhergradige Strukturen angewendet heißt das: Ist $w[k]$ ein geeignetes, inneres Signal (z.B. Zustandsvariable) in einer beliebigen rekursiven Struktur, dann sind Ableitungen der Form $\partial w[k-i] / \partial c[k-j]$ für $i > j$ gleich null und liefern keinen Beitrag zum Gradienten $\partial \hat{y}[k] / \partial c[k]$.

2. *Quasistationäres Modell:* Mit einem kleinen Schrittweitenfaktor $\mu[k]$ in (4.7) ändern sich die Koeffizienten sehr langsam. Es ist also $c[k] \approx c[k-1] \approx \text{konst.}$ und

deshalb die Näherung

$$\frac{\partial \hat{y}[k]}{\partial c[k]} \approx \frac{\partial \hat{y}[k]}{\partial c[k-1]} \quad (4.20)$$

erlaubt. Diese angewendet auf (4.17) ergibt dann

$$\begin{aligned} \frac{\partial \hat{y}[k]}{\partial c[k]} \approx \frac{\partial \hat{y}[k]}{\partial c[k-1]} &= \underbrace{\frac{\partial c[k]}{\partial c[k-1]}}_{\approx 1} \cdot \hat{y}[k-1] + c[k] \cdot \frac{\partial \hat{y}[k-1]}{\partial c[k-1]} \\ &\approx \hat{y}[k-1] + c[k] \cdot \frac{\partial \hat{y}[k-1]}{\partial c[k-1]} \end{aligned} \quad (4.21)$$

Die (4.21) entsprechende Struktur zeigt Bild 4.2.

Eine etwas andere Argumentation zur Erläuterung des hier sogenannten "quasistationären Modells" findet man in einem Aufsatz von Kummert ([47], Kapitel 5): Dort wird der Koeffizient $c[k]$ in einen zeitabhängigen Teil $a[k]$ und einen konstanten (zeitunabhängigen) Teil b aufgespalten, d.h.,

$$c[k] = a[k] + b, \quad (4.22)$$

wobei der explizite Wert von b nicht von Interesse ist. Als Information für die Adaption des Koeffizienten $c[k]$ wird die partielle Ableitung des Ausgangssignals $\hat{y}[k]$ nach dem konstanten Teil b genommen, d.h., es wird die Änderung $\partial \hat{y}[k]$ des Ausgangssignals $\hat{y}[k]$ auf einen (sehr kleinen) Versatz ∂b des Koeffizienten $c[k]$ berechnet:

$$\frac{\partial \hat{y}[k]}{\partial b} = \hat{y}[k-1] + c[k] \cdot \frac{\partial \hat{y}[k-1]}{\partial b}. \quad (4.23)$$

Diese Rekursionsgleichung findet in Bild 4.2 ihre Entsprechung. Folglich muß der Gradient $\partial \hat{y}[k]/\partial c[k]$ durch den Ausdruck $\partial \hat{y}[k]/\partial b$ interpretiert werden bzw. bei höhergradigen Strukturen $\partial \hat{y}[k]/\partial c_i[k]$ durch $\partial \hat{y}[k]/\partial b_{i_i}$, wobei $c_i[k] = a_i[k] + b_{i_i}$, $i=1(1)N$. (N ist der Grad des Filters.)

Zu beachten ist, daß die partiellen Ableitungen in (4.19) und (4.21) nicht identisch sind, da sie auf zwei verschiedenen Modellen beruhen. Sie gehen deshalb auch nicht für den Grenzfall (Endzustand) $c[k]=c[k-1]=\text{konst.}$ ineinander über – im Gegensatz zu (4.21) und (4.23), denn hier ist dann, wegen $a[k]=0$, $c[k]=c[k-1]=b$.

Nun mag diese Unterscheidung überraschen, da der erste Fall offensichtlich weniger Aufwand für die Adaption erfordert. Zwei Gründe haben uns hierzu veranlaßt: Zum einen hat sich beim Vorgehen nach Fall 2 in Experimenten eine deutlich höhere Adaptionsgeschwindigkeit ergeben (siehe Diskussion am Ende des Abschnitts) und zum anderen ist die Berechnung des Gradienten bzw. die Ermittlung des Gradientenfilters bei komplizierteren Strukturen als im Beispiel (4.17) sehr aufwendig, insbesondere weil diese für jede neue Struktur – ausgenommen bei konventionellen RF (z.B. [5]) – durchgeführt werden muß. Abhilfe schafft

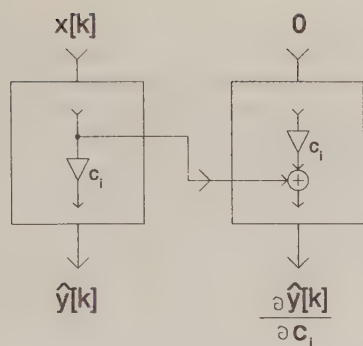


Bild 4.3: Bestimmung des Gradienten-Netzwerkes

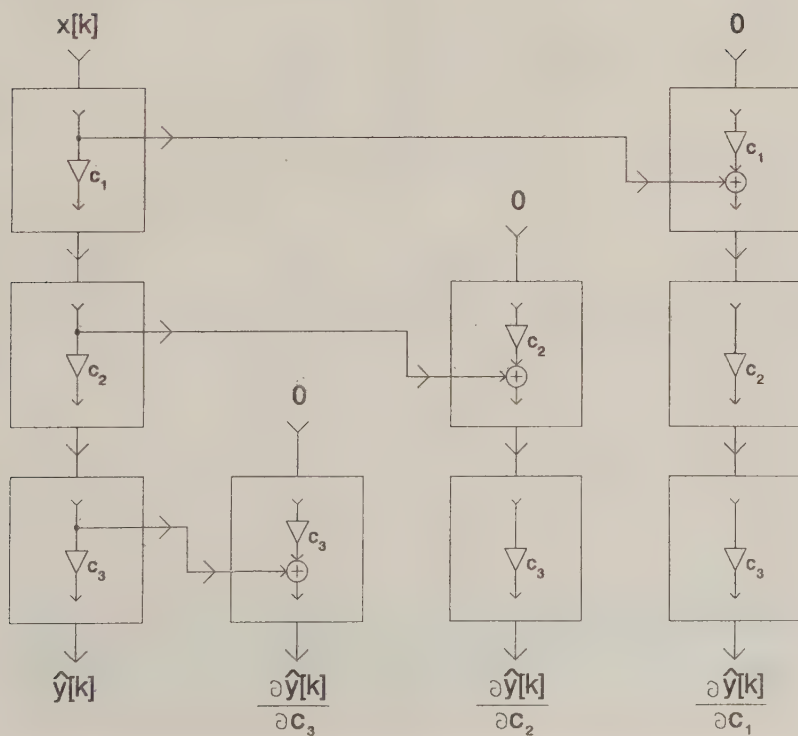


Bild 4.4: Einfluß des Nullsignals auf das Gradienten-Netzwerk

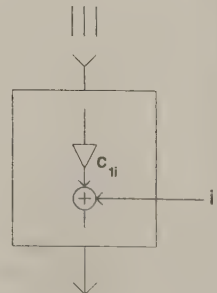
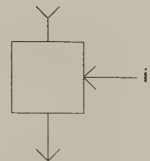
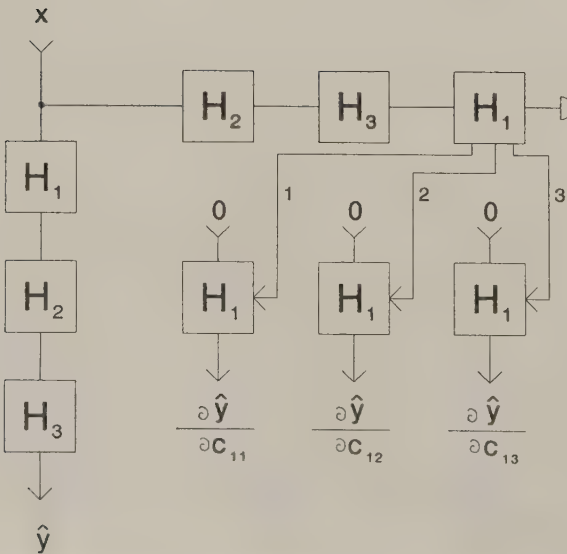
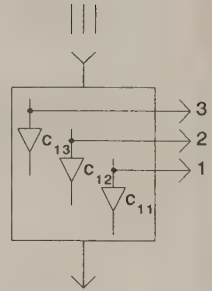
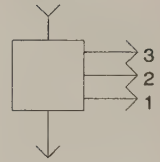
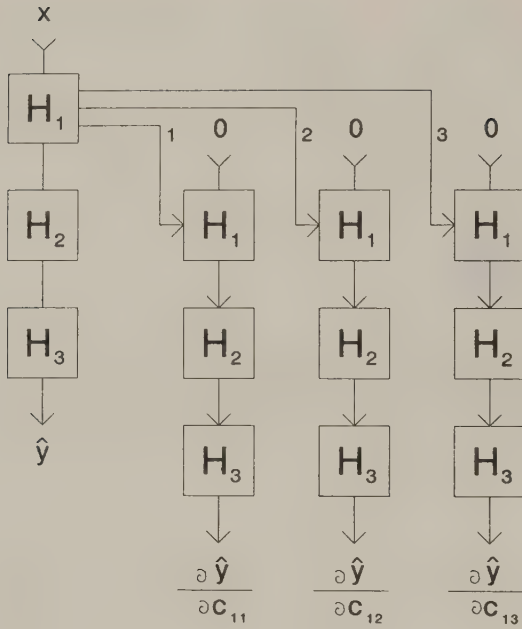


Bild 4.5: Aufwandsvereinfachung bei kaskadierten Strukturen

hier ein von Kummert vorgestelltes Verfahren²⁰ für die Bestimmung der "Netzwerkstruktur zur Gewinnung des Gradienten bezüglich der Parameter beliebiger zeitdiskreter Systeme" [46],[47]. Für den hier vorliegenden Fall linearer Systeme ist es besonders einfach. Dazu betrachten wir Bild 4.3: Ist c_i ein beliebiger Koeffizient (Fall 2) im Filter-Netzwerk (FN), so erhält man den Gradienten $\partial \hat{y}[k]/\partial c_i$, indem man das FN nochmals aufbaut (ergibt das Gradienten-Netzwerk GN), es mit dem Nullsignal speist, das Signal vor dem Koeffizienten im FN abgreift und dieses zum Signal am Ausgang des entsprechenden Koeffizienten im GN dazu addiert. Der Ausgang des GN (entspricht dem des FN) liefert dann den gewünschten Gradienten. Zu beachten ist dabei die mögliche Vereinfachung des GN, gegenüber dem FN, durch die Einspeisung mit dem Nullsignal, s. Bild 4.4. Die Bestimmung der GN für alle Koeffizienten im FN erfolgt immer nach diesem Schema, d.h., bei N Koeffizienten müssen N solche GN aufgebaut werden.

Etwas genauer werden wir Strukturen in Parallel- und Kaskadenform untersuchen. Auch hierfür setzen wir konstante Systeme voraus. Bei Parallelstrukturen (Index p) gehen wir von der Darstellung

$$H^p(z) = \sum_{\mu=1}^{M^p} H_{\mu}^p(z) \quad (4.24)$$

und bei Kaskadenstrukturen (Index k)²¹ von

$$H^k(z) = \prod_{\mu=1}^{M^k} H_{\mu}^k(z) \quad (4.25)$$

aus. Wegen

$$y[k] = \frac{1}{2\pi j} \oint_C Y(z) z^{k-1} dz \quad (4.26)$$

und $y[k] \circ \bullet Y(z)$, ist für konstante Koeffizienten c_i (c_i ist der Koeffizientenvektor im i -ten Teilsystem $H_i^p(z)$ bzw. $H_i^k(z)$ mit $i = 1(1)M^p$ bzw. $i = 1(1)M^k$)

$$\frac{\partial \hat{y}[k]}{\partial c_i} \circ \bullet \frac{\partial \hat{Y}(z)}{\partial c_i} = \frac{\partial H(z)}{\partial c_i} X(z), \quad (4.27)$$

d.h., wir können die Gradienten im z -Bereich berechnen. Es ist dann, wegen

$$\frac{\partial H_i^p(z)}{\partial c_i} = 0 \quad \text{für} \quad i \neq l, \quad (4.28)$$

²⁰Bei Empfindlichkeitsuntersuchungen an Digitalfiltern hat Fettweis bereits 1972 dasselbe Ergebnis gefunden [16]; allerdings bei Betrachtung im Frequenzbereich, wo Linearität erfüllt sein muß, während Kummert seine Methode im Zeitbereich vorstellt und dadurch auch nichtlineare Systeme zuläßt. Der formale Übergang vom Zeit- in den Frequenzbereich wird im folgenden noch durchgeführt. Dieser beschränkt sich allerdings auf lineare konstante Systeme.

²¹Der Index k für Kaskadenstrukturen ist nicht mit dem Zeitindex zu verwechseln.

$$\frac{\partial H^p(z)}{\partial c_i} = \frac{\partial H_i^p(z)}{\partial c_i} \quad (4.29)$$

bzw.

$$\frac{\partial H^k(z)}{\partial c_i} = \prod_{\mu=1}^{i-1} H_{\mu}^k(z) \cdot \frac{\partial H_i^k(z)}{\partial c_i} \cdot \prod_{\mu=i+1}^{M^k} H_{\mu}^k(z). \quad (4.30)$$

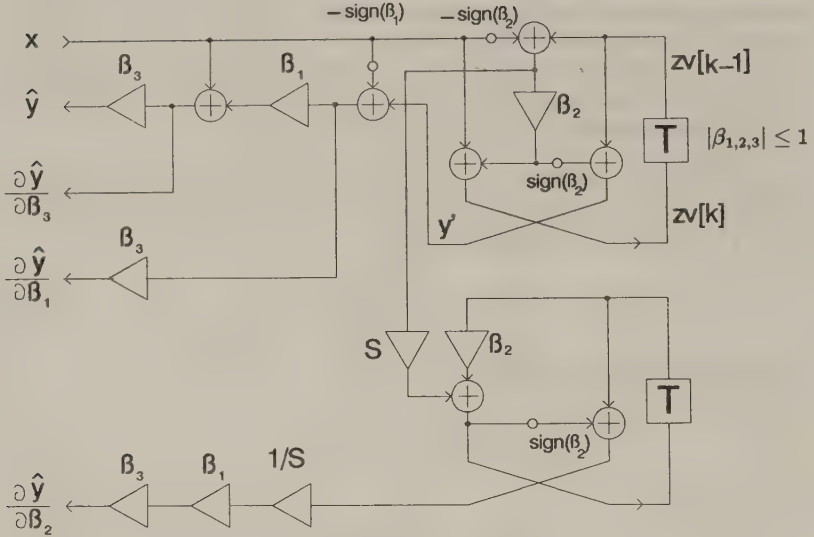


Bild 4.6: Adaptive, allgemeine und passive Sektion 1. Grades, $S = 1 - |\beta_2|$

Der Aufwand ist demnach bei Parallelstrukturen (4.29) erheblich geringer als bei Kaskadenstrukturen (4.30). Bei Kaskadenstrukturen lässt sich der Aufwand jedoch reduzieren, wenn wir mindestens 2 Sektionen à 3 Koeffizienten oder 3 Sektionen à 2 Koeffizienten vorliegen haben, und wenn wir die Vertauschung der Reihenfolge der einzelnen Sektionen H_{μ}^k zulassen, was strenggenommen nur für konstante lineare Systeme, die wir hier aber vorausgesetzt haben, erlaubt ist. (Wegen der Koeffizientenadaptation hier zwar nicht erfüllt, siehe aber Vereinbarung zu Fall 2.) Es kann dann die mehrfache Berechnung einzelner Sektionen zusammengefasst werden. Bild 4.5 zeigt dies an einem Beispiel, wo für die Berechnung der Gradienten im ersten Teilfilter $H_1(z)$ drei Sektionen eingespart werden können. (Entsprechend kann für $H_2(z)$ eine Sektion eingespart werden; bei $H_3(z)$ ist keine Aufwandsreduktion möglich.) In Simulationen ist festgestellt worden, daß trotz dieser Vereinfachungen sich die Konvergenzgeschwindigkeit nur geringfügig bis gar nicht verschlechtert.

Zuletzt noch einige Anmerkungen zur WDF-Realisierung der adaptiven, allgemeinen Sektion 1. Grades aus Kapitel 3.3 ohne kaskadierten Allpaß. In Bild 4.6 ist noch aus Skalierungsgründen der Faktor S bzw. $1/S$ eingefügt (s. Kap. 5.3). Da die Division $1/S$ aufwendig ist²² und bei Festkomma-Arithmetik die Dynamik zur Berechnung der Koeffizientenkorrektur (4.7) bei kleinen Signalpegeln eventuell nicht ausreicht, ist es sinnvoll, den schon im vorigen Kapitel erwähnten Vorzeichenalgorithmus (s. auch [29])

$$c_i[k+1] = c_i[k] + 2\mu[k] \cdot e[k] \cdot \text{sign}\left(\frac{\partial \hat{y}[k]}{\partial c_i[k]}\right), \quad i = 1(1)N, \quad (4.31)$$

zu verwenden. (Man beachte $|S| \leq 1$, wegen $S = 1 - |\beta|$, [30].) Eine weitere Aufwandsreduzierung ist möglich, wenn wir das sog. deterministische Modell nach Fall 1 (Erläuterung am Anfang des Abschnitts) verwenden. Bezeichnet man die Zustandsvariable des FN in Bild 4.6 mit zv , dann ist $(\beta_i = \beta_i[k], i = 1, 2, 3)$:

$$\begin{aligned} \hat{y}'[k] &= (1 + \text{sign}(\beta_2)\beta_2)zv[k-1] - \beta_2x[k], \\ \hat{y}[k] &= \beta_3((1 - |\beta_1|)x[k] + \beta_1\hat{y}'[k]), \\ \frac{\partial \hat{y}[k]}{\partial \beta_2} &= \beta_3\beta_1 \frac{\partial \hat{y}'[k]}{\partial \beta_2} \\ &= \beta_3\beta_1 \left(\text{sign}(\beta_2)zv[k-1] - x[k] + \{1 + \text{sign}(\beta_2)\beta_2\} \frac{\partial zv[k-1]}{\partial \beta_2} \right). \end{aligned} \quad (4.32)$$

Da nun der Term $\frac{\partial zv[k-1]}{\partial \beta_2[k]}$ bei rein deterministischer Betrachtung (Fall 1) null ist, ergeben sich die einfachen Beziehungen

$$\frac{\partial \hat{y}[k]}{\partial \beta_2[k]} = \beta_3\beta_1 \{ \text{sign}(\beta_2)zv[k-1] - x[k] \} \quad (4.33)$$

bzw.

$$\text{sign}\left(\frac{\partial \hat{y}[k]}{\partial \beta_2[k]}\right) = \text{sign}(\beta_3) \text{sign}(\beta_1) \{ \text{sign}(\beta_2)zv[k-1] - x[k] \}, \quad (4.34)$$

d.h., die Berechnung des Gradienten reduziert sich auf eine vorzeichenabhängige Addition.

In Emulationen (Nachbildung von RC -Netzwerken) ist festgestellt worden, daß nur dann gleiche (End-) Ergebnisse im Vergleich zu Bild 4.6 erhalten werden, wenn der Schrittweitenfaktor μ_2 zur Steuerung der Adaption von β_2 kleiner als diejenigen von β_1 und β_3 gewählt wird, z.B. $\mu_2 = \mu_{1,3}/4$. Denkbar ist auch eine Koeffizientenadaption mit tiefpaßgefiltertem Gradienten $\frac{\partial \hat{y}}{\partial \beta_2}$ zur Unterdrückung hochfrequenter Änderungen. Diese Vorgehensweise und entsprechende Vereinfachungen an komplexeren Strukturen sind nicht untersucht worden.

²²Eine Division benötigt viele ALU-Zyklen oder einen großen Hardwareaufwand für eine Operation, die selten benutzt wird; anders als etwa bei der Multiplikation.

4.4 Koeffizienten-Adaption bei Parallelverarbeitung

Die Realisierung komplexer Algorithmen in Realzeit erfordert eine Aufteilung der arithmetischen Operationen derart, daß sie zeitlich parallel abgearbeitet werden können. Die möglichen Formen der Parallelverarbeitung sollen nicht diskutiert werden (dazu siehe z.B. [12]); es werden hier nur notwendige Modifikationen in der Koeffizienten-Adaption im Hinblick auf die Implementierung in dem Mehr-Signalprozessor-System aus Kapitel 8 angegeben.

Bei der Parallelisierung von Algorithmen besteht das Problem, daß in der Regel eine strenge Aufteilung in voneinander unabhängige Teilaktionen nicht möglich ist. Wenn nun aber benötigte Zwischenergebnisse den betroffenen Teileinheiten nicht rechtzeitig übergeben werden können, weil dies z.B. den Durchsatz (Anzahl von Rechenoperationen pro Zeiteinheit) zu stark verringern würde, müssen diese zwischengespeichert werden und stehen der entsprechenden Teileinheit erst im nächsten Durchlauf (hier Abtasttakt) zur Verfügung. Besteht eine starke Kopplung zwischen den Teileinheiten, können auch Verzögerungen um mehrere Abtasttakte vorkommen. Da ständig neue Ergebnisse "nachfließen", muß eine (Verzögerungs-) Kette aufgebaut werden. (Vgl. Fließbandarbeit.)

In unserem Fall bedeutet dies z.B., daß die Filter mit Koeffizienten aus zurückliegenden Abtastperioden gerechnet werden müssen, weil der Fehler e zur Nachstellung der Koeffizienten erst verzögert zur Verfügung steht. Beträgt die Verzögerung n_v Takte, muß (4.7) folgendermaßen modifiziert werden:

$$c_i[k+1] = c_i[k] + 2\mu[k-n_v] \cdot e[k-n_v] \cdot \frac{\partial \hat{y}[k-n_v]}{\partial c_i[k]}, \quad i = 0(1)N-1. \quad (4.35)$$

In [52] wird für ATF der Einfluß dieser Modifikation auf die Adaption-Geschwindigkeit, -Stabilität und die erzielbaren Ergebnisse bei Konvergenz in Abhängigkeit von der Verzögerung n_v untersucht. Wie zu erwarten, werden die genannten Eigenschaften mit steigendem n_v verschlechtert. Um Stabilität zu garantieren, muß der Schrittweitenfaktor μ entsprechend verkleinert werden. Die Abhängigkeiten zwischen μ und n_v werden in [52] unter idealisierten Bedingungen untersucht. Auf unsere Notation angepaßt, kann die Beziehung

$$\gamma' \approx \gamma \frac{N}{\alpha N + 2n_v}. \quad (4.36)$$

angegeben werden. Dabei ist N der Grad des TF und $\alpha = \lambda_{\max}/\lambda_{\text{average}} \geq 1$; die λ_i ($i=0(1)N-1$) sind die Eigenwerte der Autokorrelationsmatrix des Eingangssignals $x[k]$, siehe z.B. [87]. (Für weißes Rauschen ist $\alpha=1$.)

In dieser Arbeit ist $n_v=3$, wenn die Anzahl der Koeffizienten N beim ATF größer als 250 ist, bzw. für das TRF aus Kap. 3.3. Ein direkter Vergleich mit $n_v=0$ ist natürlich nicht möglich. In Experimenten hat sich ergeben, daß bei ATF der Schrittweitenfaktor γ nach (4.11) bzw. (4.14) gegenüber $N < 250$, d.h. $n_v=0$, um mehr als nach (4.36) vorgegeben, verkleinert werden muß. Für gute Stabilität ist bei $N < 250$ ein maximaler Schrittweitenfaktor $\gamma_{\max}=0.5$ und bei $N > 250$ $\gamma_{\max}=0.32$ gefunden worden.

5 Regeln bei der Verwendung von Festkomma-Arithmetik

5.1 Allgemeines

Alle in dieser Arbeit vorgestellten Ergebnisse – außer denen über kaskadierte Strukturen in Kapitel 4.3 – sind aus Realzeit-Experimenten erhalten worden. Basis hierfür ist das Mehr-Signalprozessor-System aus Kapitel 8. Die Rechenwerke sind käufliche, allgemeine (general purpose) Signalprozessoren gleichen Typs mit Festkomma-Arithmetik [79]. Zahlen werden im 2er-Komplement [60] mit 16 bit dargestellt. Der Akkumulator ermöglicht 32-bit-Operationen (z.B. MUL/ADD für TF). Für weitere Einzelheiten wird auf [79] verwiesen.

Die Beachtung der in diesem und in den nächsten beiden Kapiteln vorgestellten Regeln ist für das Nachvollziehen der in dieser Arbeit vorgestellten Filter bzw. Algorithmen bei Verwendung von Festkomma-Arithmetik unbedingt notwendig.

Von besonderem Interesse ist die Wirkung von Schneideoperation bei 2er-Komplement-Darstellung. Ist b die Anzahl der bits (Wortlänge) und wird die Zahl z durch die Zeichenkette $a_0.a_1a_2 \cdots a_{b-1}$ mit $a_i = 0, 1$ repräsentiert, dann ist

$$z = -a_0 + \sum_{i=1}^{b-1} a_i 2^{-i} \quad \text{mit} \quad a_0 = \begin{cases} 0 & \text{für } z \geq 0 \\ 1 & \text{für } z < 0 \end{cases} \quad (5.1)$$

und

$$z_{\min} = -1 \leq z \leq 1 - 2^{-b+1} = z_{\max}. \quad (5.2)$$

Der Einfachheit halber wird im folgenden für $z_{\max}$ auch $+1$ gebraucht. Sei nun z_1 die Zahl vor und z_2 die Zahl nach dem Schneiden und b_1 die Wortlänge vor und b_2 die nach dem Abschneiden der letzten $b_1 - b_2$ bits, so ist

$$\Delta z = z_1 - z_2 = \sum_{i=b_2}^{b_1-1} a_i 2^{-i} \geq 0. \quad (5.3)$$

Unabhängig vom Vorzeichen von z_1 ist die Differenz Δz größer oder gleich Null. Das bedeutet eine Verkleinerung des Betrages bei positiven z bzw. eine Vergrößerung bei negativen. Dieses Verhalten kann bekanntlich neben anderen Ursachen bei rekursiven Strukturen zu Instabilitäten führen. Bei WDF hat sich im praktischen Einsatz jedoch gezeigt, daß 2er-Komplement-Schneiden für die Einhaltung der Stabilität ausreicht [20].

Bei einfachen (akkumulativen) Rekursionsgleichungen wie der Koeffizientennachstellung (4.7) hat sich ergeben, daß ein Weglaufen des Ergebnisses in Richtung negativer Werte durch die Addition von 2^{-b_2} (entspricht einem $\frac{1}{2}$ LSB (least significant bit)) vor dem Schneiden von b_1 auf b_2 bits verhindert wird (Runden statt Schneiden).

Bevor wir weitergehen, noch einige Definitionen der hier verwendeten arithmetischen Operatoren. Mit Register ist dasjenige gemeint, in dem die jeweilige Operation durchgeführt wird, z.B. Produktregister oder Akkumulator.

- $\doteq$ Ergebnis entspricht dem Registerinhalt.
- $:=$ Zuweisung: $a := a + b$
- $\oplus$ Modulo-2-Addition: $1/4 \oplus 1/4 \doteq 1/2$ aber $3/4 \oplus 3/4 \doteq -1/2$
- $\boxplus$ Addition mit Sättigung: $1/4 \boxplus 1/4 \doteq 1/2$ aber $3/4 \boxplus 3/4 \doteq +1$
- $\ominus$ Modulo-2-Subtraktion: $1/4 \ominus 1/8 \doteq 1/8$ aber $-3/4 \ominus 3/4 \doteq 1/2$
- $\boxminus$ Subtraktion mit Sättigung: $1/4 \boxminus 1/8 \doteq 1/8$ aber $-3/4 \boxminus 3/4 \doteq -1$
- $\boxplus$ Summe mit Sättigung: $\sum_{i=1}^4 \doteq ((a_1 \boxplus a_2) \boxplus a_3) \boxplus a_4$. Zu beachten ist, daß die Mehrfachaddition mit Sättigung nicht für alle a_i assoziativ ist:
 $(\frac{3}{4} \boxplus \frac{3}{4}) \boxplus \frac{3}{4} \neq \frac{3}{4} \boxplus (\frac{3}{4} \boxplus \frac{3}{4})$.
- $\otimes$ Multiplikation. Ergebnis bzw. Registerinhalt exakt, d.h. $a \otimes b \doteq a \cdot b$
- $\boxdiv$ Division mit Sättigung: $1/4 \boxdiv 1/2 \doteq 1/2$, aber $1/4 \boxdiv 1/8 \doteq +1$
- $\ll (i)$ Verschieben des Registerinhalts um $i = 0, 1, 2 \dots$ bits nach links. Auch "Linksschieben" oder "Hochskalierung" um i bit genannt. Hier ist die Modulo-Charakteristik zu beachten: $1/4 \ll (1) \doteq 1/2$, aber $1/4 \ll (2) \doteq -1$
- $\ll (i)_{sat}$ Verschieben des Registerinhalts um $i = 0, 1, 2 \dots$ bits nach links mit Sättigung. Es ist dann: $1/4 \ll (3) = 1/4 \boxplus 1/4 \boxplus 1/4 \doteq +1$
- $\gg (i)$ Verschieben des Registerinhalts um $i = 0, 1, 2 \dots$ bits nach rechts mit Nachziehen des Vorzeichen-bits a_0 . Auch "arithmetisches Rechtsschieben" oder "Runterskalierung" um i bit genannt. Das Register sei ausreichend lang. Die Operation ist demnach gleichwertig mit der Multiplikation 2^{-i} .
- trunc , Abschneiden des Registerinhalts auf die höchstwertigen i bits.
- $\text{int}'(\cdot)$ Ganzzahliger Wert, nach oben gerundet: $\text{int}'(3.1) = 4$
- $\text{int}(\cdot)$ Ganzzahliger Wert, nach unten gerundet: $\text{int}(3.1) = 3$.

Die in den Bildern eingezeichneten Addierer sind nach obiger Definition alle ohne Sättigung ausgeführt. Tatsächlich müssen für den optimalen Betrieb der Filterstrukturen bei vorgegebener Festkomma-Arithmetik geeignete Skalierungen vorgenommen werden bzw. selektierte Addierer mit Sättigung arbeiten. Dies wird in den beiden folgenden Abschnitten für TF und WDF ausführlich beschrieben.

Zuletzt noch eine Anmerkung zu verketteten Additionen (z.B. beim TF nach Bild 3.3). So ergibt die Operation $0.9+0.9-0.8-0.8=0.2$, mit Sättigung aber $0.9\boxed{+}0.9(\doteq z_{max})\boxed{-}0.8\boxed{+}0.8\doteq 0.6$. Hier ist nicht nur der Betrag falsch, sondern auch – und das ist viel schwerwiegender – das Vorzeichen verkehrt. Maßnahmen für die Gewährleistung eines "vorzeichenrichtigen" Ergebnisses bei Mehrfachaddition sind

1. Bereitstellung genügender Front-bits und Sättigung erst beim Abspeichern des Ergebnisses. Da der Signalprozessor dies nicht ermöglicht, beschränken wir uns hier auf
2. Ausreichendes "Rechtsschieben" (Operation $\gg (i)$, $i = 0, 1, 2 \dots$) der Summanden vor der (Auf-) Addition und entsprechendes "Linksschieben" mit Sättigung (Operation $\ll (i)_{sat}$, $i = 0, 1, 2 \dots$) vor dem Abspeichern.
3. Ist sichergestellt, daß das Ergebnis einer Mehrfachaddition im darstellbaren Bereich (5.2) liegt, dann kann (sollte) die Sättigung ausgeschaltet werden, da durch die Modulo-2-Charakteristik der Addierer das Ergebnis exakt (!) ist. (Vorausgesetzt, die Wortbreite des Addierers ist mindestens so groß wie die der Summanden.) Zwischenergebnisse können jedoch falsch sein. Ein Beispiel:

$$\begin{aligned}
 & \underbrace{\left(\frac{3}{4} + \frac{3}{4}\right)}_{=\frac{6}{4}=\text{korrekt}} - \frac{3}{4} = \frac{3}{4} = \text{korrekt} \\
 & \underbrace{\left(\frac{3}{4} \oplus \frac{3}{4}\right)}_{=-\frac{1}{2}=\text{falsch}} \ominus \frac{3}{4} = \frac{3}{4} = \text{korrekt} \\
 & \underbrace{\left(\frac{3}{4} \boxed{+} \frac{3}{4}\right)}_{=1=\text{falsch}} \boxed{-} \frac{3}{4} = \frac{1}{4} = \text{falsch}
 \end{aligned}$$

Die in den nächsten beiden Abschnitten angegebenen Rechenvorschriften sind für das Rechenwerk des hier verwendeten Signalprozessors [79] optimiert. Bei Einsatz anderer Rechenwerke sind sie entsprechend zu modifizieren.

5.2 Festkommaregeln beim adaptiven Transversalfilter

Betrachtet man die Koeffizientenkorrektur $\Delta c_i[k] = 2\mu[k]e[k]x[k-i]$ bei TF (4.10), so erkennt man, daß der korrekten Berechnung des Fehlers $e[k] = y[k] - \hat{y}[k]$ besondere Bedeutung zukommt. Zumindest muß die "vorzeichenrichtige" Berechnung von $e[k]$ gewährleistet werden, da ein "vorzeichenfalsches" $e[k]$ die Richtung der Korrektur $\Delta c_i[k]$ umkehrt. Viele solch falscher Adaptionsschritte, verursacht durch länger andauernde Übersteuerung, können das "Weglaufen" der Koeffizienten in Richtung der maximalen Werte (5.2) bewirken. Bei TF mit 1000–2000 Koeffizienten ist ein "Zurückholen" der Koeffizienten auf korrekte Werte dann nicht mehr möglich.

Abhilfe schafft geeignete Skalierung entsprechend Punkt 2 in Kap. 5.1. Die Berechnung des Fehlers $e[k]$ erfolgt dann gemäß

$$e[k] \doteq \text{trunc}_c \left(\left\{ \left\{ y(kT) \gg (m) \right\} \square \left[\sum_{i=0}^{N-1} (c_i[k] \otimes x[k-i]) \gg (m) \right] \right\} \ll (m)_{\text{sat}} \right) \quad (5.4)$$

und wird vollständig im $2b=32$ bit breiten Akkumulator durchgeführt: Zuerst wird die Summe in den großen eckigen Klammern $[\cdot]$ berechnet, dann das Zwischenergebnis zwischen den großen geschweiften Klammern $\{\cdot\}$ gebildet und abschließend vor dem Schneiden und Abspeichern des Ergebnisses die "Hochskalierung" mit Sättigung um m bit ausgeführt. In unserem Fall ist $m=5$. Dieser Wert ergibt sich aus der Tatsache, daß der AD-Wandler das Eingangssignal mit nur 12 bit Genauigkeit in das digitale Signal $x[k]$ umsetzt und die vorzeichenbehaftete 16 mal 16 bit Multiplikation ein 31 bit Ergebnis liefert, das Produktregister bzw. der Akkumulator aber 32 bit breit sind ($m=16-12+32-31$). Genau genommen müßte der Produktterm folgendermaßen geschrieben werden:

$$(c_i[k] \otimes x[k-i]) \gg (5) \longrightarrow (c_i[k] \otimes \{x[k-i] \gg (4)\}) \gg (1). \quad (5.5)$$

Wie schon erwähnt, ist es wichtig, das "Hochskalieren" in (5.4) mit Sättigung durchzuführen. In [56] wird dies nicht beachtet²³.

Die Berechnung der Energie des Eingangssignals $\|x[k]\|^2$ gemäß der Rekursionsgleichung (4.13) zur Normierung der Schrittweite μ ist mit endlicher Arithmetik nicht ohne weiteres möglich, da die genannte Rekursionsgleichung ein "unendliches Gedächtnis" besitzt und deshalb jede Störung das Ergebnis dauerhaft verfälscht. Aus diesem Grund darf hier nicht mit Sättigung gearbeitet werden. Ohne Sättigung können zwar falsche Ergebnisse auftreten, wenn aber sichergestellt ist, daß das exakte Ergebnis (Ergebnis bei unendlicher Arithmetik) nur sehr selten die Bereichsgrenze $+1$ überschreitet (beachte, die Energie ist nicht negativ), kann

²³Ersetzte den Befehl **SACH error**,¹ durch die zwei Befehle **SFL** und **SACH error**. Da die Daten in PCM-Qualität vorliegen, kann noch zur Verbesserung der Dynamik die oben angegebene "Runterskalierung" um 4 bits erfolgen.

entsprechend Punkt 3 am Ende von Kap. 5.1 vorgegangen werden: Sei w eine Rechengröße zur Approximation von (4.13), dann ist

$$\begin{aligned} w[k] &\doteq \text{trunc}_{n_s} \left(w[k-1] \oplus \{x^2[k] \ominus x^2[k-N]\} \gg (n_s) \right), \\ \|x[k]\|^2 &\doteq \begin{cases} w[k] & \text{für } w[k] > 0 \\ \|x[k-1]\|^2 & \text{sonst (letzter positiver Wert).} \end{cases} \end{aligned} \quad (5.6)$$

Der Skalierungsfaktor 2^{-n_s} muß so bestimmt werden, daß obige Bedingung erfüllt ist (exaktes Ergebnis verläßt nur selten den darstellbaren Bereich). In Experimenten hat sich der Wert $n_s = \text{int}'(N/250)$ als sinnvoll erwiesen. (N ist der Grad des TF.) Das Schneiden auf $2b=32$ bit führt zu keinem "Weglaufen" des Ergebnisses; 16 bit reichen dagegen nicht. Wie gesagt, die Rekursionsgleichung besitzt ein unendliches Gedächtnis und kann deshalb Störungen im Signalprozessor (Speicher), z.B. durch Einwirkung von α -Teilchen, nicht abbauen. Aus diesem Grund empfiehlt es sich (5.6) durch eine Rekursionsgleichung mit kurzem Gedächtnis zu ersetzen, z.B. durch [3]

$$\|x[k]\|^2 \approx w[k] \doteq (1 - \alpha)w[k-1] + \alpha x^2[k]. \quad (5.7)$$

Wird für α eine Zweierpotenz genommen ($\alpha = 2^{-n_\alpha}$), kann folgendermaßen gerechnet werden:

$$w[k] \doteq \text{trunc}_{n_\alpha} \left(\{w[k-1] \sqcap \{w[k-1] \gg (n_\alpha)\}\} \sqcup \{x^2[k] \gg (n_\alpha)\} \right). \quad (5.8)$$

Der Wert von n_α hängt vom Grad N des TF ab. Einen sinnvollen Wert erhält man durch Gleichsetzen der Abklingkonstanten τ der Impulsantwort von (5.7) mit der Dauer $N \cdot T$ des TF-Zeitfensters:

$$\begin{aligned} (1 - \alpha)^n &= e^{-\frac{nT}{\tau = NT}} \\ \alpha &= 2^{-n_\alpha} = 1 - e^{-\frac{1}{N}} \\ n_\alpha &= -\text{ld}(1 - e^{-\frac{1}{N}}). \end{aligned} \quad (5.9)$$

($\text{ld}(\cdot)$ ist der Logarithmus zur Basis 2: $\text{ld}(\cdot) = \ln(\cdot)/\ln(2)$.) $b=16$ bit Genauigkeit genügt, wenn man nicht mit $x^2[k]$ sondern mit $|x[k]|$ rechnet und anschließend quadriert. Ist die Division mit $\|x[k]\|^2$ zu aufwendig, kann man

$$\mu[k] \left(= \frac{\gamma[k]}{\|x[k]\|^2} \right) \doteq \text{trunc}_b(\gamma[k] \sqcap \|x[k]\|^2) \quad (5.10)$$

durch

$$\mu[k] \doteq \gamma[k] 2^{-n_\mu[k]} \doteq 2^{-n_\mu[k]}, \quad \text{mit} \quad n_\mu[k] \doteq \text{int}'(\text{ld}(\|x[k]\|^2)), \quad (5.11)$$

ersetzen.

Die Berechnung der Koeffizientenadaption gemäß (4.10) geschieht nun wie folgt. Mit (5.10)

$$e[k] \doteq \text{trunc}_b(e[k] \otimes \mu[k]) \quad (5.12)$$

oder mit (5.11), ($\gamma[k]$ ebenfalls Zweierpotenz)

$$e[k] \doteq \text{trunc}_b \left(e[k] \gg (n_\mu) \right), \quad (5.13)$$

ist dann

$$c_i[k+1] \doteq \text{trunc}_b \left(c_i[k] \boxplus 2^{-b} \boxplus e[k] \otimes x[k-i] \right). \quad (5.14)$$

(Bzgl. "Rundungs-bit" 2^{-b} siehe Anmerkung in Kap. 5.1.)

Eine weitere Skalierungsmaßnahme ist durch den nahezu monotonen Abfall der Hüllkurve der Impulsantwort des LRMS gegeben; vgl. Bild 7.1. Dadurch besteht die Möglichkeit die Koeffizienten entsprechend dem Abfall der Hüllkurve "hochzuskalieren". Wir wollen hier die Methode nur in wenigen Schritten erläutern. Sei $2^{-n_c[i]}$ der Skalierungsfaktor für den i -ten Koeffizienten, dann wird die Filterberechnung wie folgt durchgeführt

$$\hat{y}[k] = \sum_{i=0}^{N-1} c_i[k] 2^{-n_c[i]} x[k-i] \quad (5.15)$$

und es ergibt sich für die Koeffizientenadaptation die Rekursionsgleichung

$$c_i[k+1] = c_i[k] + 2 \cdot 2^{+n_c[i]} \cdot \mu[k] \cdot e[k] \cdot x[k-i], \quad i = 0(1)N-1. \quad (5.16)$$

Die Skalierungsgröße $n_c[i]$ kann man adaptiv für jeden Koeffizienten c_i bestimmen; dies führt dann zu einer Pseudo-Gleitkomma-Arithmetik. Ein einfacherer Weg ist die blockweise Skalierung. Die Funktion $2^{-n_c[i]}$ ist dann eine Approximation der Hüllkurve mit Hilfe einer Treppenfunktion. Da wir hier das ATF mit dem Mehr-Signalprozessor-System aus Kapitel 8 auf mehrere Signalprozessoren (8 Stück: $N = \sum_{j=1}^8 N_j$) verteilen, bietet sich als Blocklänge die Anzahl der Koeffizienten je Prozessor an ($N_j = 250$, $j=1(1)8$). Im Experiment sind dann $n_c[i]=0$, $i=0(1)N_1-1$ und $n_c[i]=4$, $i=N_1(1)N-1$ gewählt worden. Die Verbesserung des *ERLE* nach (2.33) beträgt dann 2-3 dB. Bei feinerer Auflösung ist eine weitere Verbesserung denkbar.

5.3 Festkommaeregeln bei adaptiven Wellendigitalfiltern

Die im vorigen Abschnitt beschriebene Vorgehensweise bei der Koeffizientenadaptation gilt hier im gleichen Maße. Berücksichtigt muß nur werden, daß der Vorzeichenalgorithmus nach (4.31) eingesetzt wird. Wir beschränken uns deshalb hier nur auf die Skalierung des Haupt- und Gradienten-Filters.

Bei WDF werden die arithmetischen Operationen ausschließlich in sogenannten Adaptoren durchgeführt, wenn wir voraussetzen, daß alle Skalierungsmaßnahmen bzw. eventuell vorkommende Übertrager zum jeweiligen Adaptor dazugehören. In Kapitel 3.3 sind zwei verschiedene Adaptoren vorgestellt worden, auf die wir uns hier beschränken. Der eine ist der Zweitor-Paralleladaptor aus Bild 3.5a in der gut skalierten Version nach Bild 3.5c, der andere ein spezieller Dreitor-Reihenadaptor gemäß Bild 3.5g. Man beachte, daß dieser an einem Tor reflektionsfrei und an einem weiteren Tor mit einem Ohmschen Widerstand (Senke) abgeschlossen ist. Der erste wird hier mit PA (Parallel-Adaptor) und der zweite mit RA (Reihen-Adaptor) abgekürzt. Die einlaufenden Wellen heißen a_1 und a_2 , die reflektierten b_1 und b_2 . Der Einfachheit halber schreiben wir hier beim PA für die Wellengrößen a_1'' und b_2'' (Bild 3.5c) a_2 und b_2 . Der Zahlenbereich ist auf den in (5.2) beschränkt, d.h.

$$|a_i| \leq 1, \quad i = 1, 2. \quad (5.17)$$

Für die hier vorkommenden Koeffizienten gilt die Beschränkung

$$|b_1| \leq 1 \quad \text{bzw.} \quad |\beta| \leq 1. \quad (5.18)$$

Wichtig ist, daß der PA bzw. RA und die Kombination aus beiden einen stetigen Übergang in der realisierten Übertragungsfunktion gewährleisten. Dies ist wegen $\text{sign}(\beta) \cdot \beta = |\beta|$ und $\text{sign}(\beta) \cdot \beta \cdot \text{sign}(\beta) = \beta$ sofort einsichtig. Dabei ist $\text{sign}(\cdot)$ die bekannte Signum-Funktion und ist hier folgendermaßen definiert:

$$\text{sign}(x) = \begin{cases} 1 & \text{für } x \geq 0 \\ -1 & \text{für } x < 0 \end{cases}. \quad (5.19)$$

Der PA hat die besondere Eigenschaft, daß wegen (5.17) und (5.18) die reflektierte Welle frei von Überläufen ist, d.h., es ist $|b_2| \leq 1$, [30]. Die folgende Kette von Ungleichungen beweist dies (Bild 3.5c):

$$\begin{aligned} b_2 &= (1 - \text{sign}(\beta)\beta)a_1 + \beta a_2, \\ |b_2| &\leq |(1 - \text{sign}(\beta)\beta)a_1| + |\beta a_2| \\ &\leq |(1 - \text{sign}(\beta)\beta)| \cdot |a_1| + |\beta| \cdot |a_2| \\ &\leq |(1 - \text{sign}(\beta)\beta)| + |\beta| \\ &\leq 1. \end{aligned} \quad (5.20)$$

(Beachte $\text{sign}(\beta)\beta = |\beta|$.) Voraussetzung für die Erfüllung von (5.20) ist die korrekte Ausführung der Zwischenschritte. Exakte Rechnung (vor dem Abschneiden

zur Abspeicherung) liefert folgende Sequenz, wenn wir b -bit-Wortlänge für a_1, a_2 und β , und $2b$ -bit-Arbeitsregister voraussetzen. (Mit Reg bezeichnen wir den Registerinhalt, der noch für die Berechnung von b_1 benötigt wird.):

$$Reg \doteq \frac{1}{2}a_1 \ominus \frac{1}{2}\text{sign}(\beta)\beta a_1 \oplus \frac{1}{2}\beta a_2, \quad (5.21)$$

$$b_2 \doteq \text{trunc}_b \left(Reg \ll (1) \right). \quad (5.22)$$

Um anzuzeigen, daß keine Überläufe auftreten können, sind in (5.21) und (5.22) bewußt keine Operatoren (Definitionen s. Kap. 5.1) mit Sättigung verwendet worden, d.h., in diesem Fall ist die Wirkung der Operatoren mit oder ohne Sättigung identisch.

Die Bedingung $|b_1| \leq 1$ ist nicht für alle a_1, a_2 und β erfüllt, weshalb b_1 am besten gemäß

$$b_1 \doteq \text{trunc}_b \left(\left\{ \text{sign}(\beta) (Reg \ominus \frac{1}{2}a_1) \begin{array}{c} \square \\ + \end{array} \frac{1}{2}a_2 \right\} \ll (1)_{sat} \right) \quad (5.23)$$

berechnet wird. Auch hier wieder die Verwendung eines Operators ohne Sättigung (Symbol $\ominus$), um auf überlauffreie Rechnung hinzuweisen. Im Anhang A2 findet man für die Rechenschritte (5.21)–(5.23) die optimale Assemblersequenz für den hier eingesetzten Signalprozessor. Sie ist der in [62] vorzuziehen.

Der RA aus Bild 3.5g ist für alle a_1, a_2 und β_1 überlauffrei. Neben der trivialen Beziehung $b_2 = a_1$ findet man analog zu (5.20) $|b_1| \leq 1$. Die Berechnung von b_1 erfolgt entsprechend (5.21) und (5.22). (Ersetze β durch β_1 und b_2 durch b_1 .)

Die Kombination von RA und PA wie in Bild 3.7 bzw. Bild 4.24 ist mit obigen Angaben leicht durchzuführen. Je nach verwendetem Prozessor sind verschiedene Ausführungen möglich.

Beim Gradientenfilter nach Bild 4.24 ist zu beachten, daß der entsprechende Teil-Adaptor nicht übersteuert wird. In [30] wird gezeigt, daß die Skalierung des Eingangssignal mit $S = 1 - |\beta_2| \geq 0$ Überläufe vermeidet. Die "Hochskalierung" mit $1/S$ am Ausgang des Gradientenfilters kann wegen $S \geq 0$ entfallen, wenn der Vorzeichenalgorithmus nach (4.31) verwendet wird.

6 Kompensation akustischer Echos in Frequenzteilbändern

6.1 Das Prinzip

Bei der Realisierung eines adaptiven Filters zur Kompensation akustischer Echos stehen zwei Kriterien im Vordergrund. Dies sind die Höhe des Aufwands (Rechenoperationen pro Zeiteinheit und Anzahl der benötigten Speicherplätze) und die Konvergenzgeschwindigkeit des Kompensators bei Betrieb mit Sprachsignalen. In Kapitel 7 wird für einen Kompensator, realisiert als ATF mit $N=2000$ Koeffizienten, der Verlauf des *ERLE* für nahezu weißes Rauschen und zwei verschiedene Sprachproben angegeben. Wir wollen hier nur festhalten, daß bei Rauschen die geforderte 20 dB Marke (s. Kap. 3.1) erst nach ca. 2.5 Sekunden erreicht wird. Bei Sprachsignalen sind die Zeiträume noch größer bzw. das erzielbare *ERLE* geringer. Wir haben zwar im Kapitel 1.1 für den Kompensator gefordert, das er sich "nur" in "menschlicher Zeit" richtig einstellen muß; bewegt sich aber beispielsweise der Fernsprechteilnehmer während des Gesprächs im Raum, so ist wegen der damit verbundenen drastischen Änderung der LRMS-Funktion (siehe Kapitel 3.1, Bild 3.1) die genannte Konvergenzgeschwindigkeit zu gering. Wie schon im Kapitel 4.2 erwähnt, kann die Konvergenzgeschwindigkeit bei Betrieb mit natürlicher Sprache auf vergleichbare Werte wie bei Betrieb mit weißem Rauschen gebracht werden, wenn mittels adaptiver Formfilter eine Dekorrelation der für die Adaption notwendigen Signale durchgeführt wird [68]. Der (Mehr-) Aufwand hierfür ist aber entsprechend hoch und die erzielbare Konvergenzgeschwindigkeit vielleicht immer noch nicht ausreichend.

Ein neues Konzept zur Lösung der Aufgabe schlägt Kellermann in [42] vor. Dabei wird die Kompensation der akustischen Echos nicht im vollen Frequenzband, sondern entsprechend Bild 6.1 in Teilbändern durchgeführt. (Um die Abbildung übersichtlich zu halten, sind die Blöcke für die Adaption der Kompensatoren nicht eingezeichnet.) Die besonderen Merkmale dieser Methode sind:

1. Das Eingangssignal $x[k] \circ \bullet X(z)$ und das Echosignal $y[k] \circ \bullet Y(z)$ wird in L Teilbänder gleicher Frequenzbreite aufgeteilt. (Eine mögliche ungleichmäßige Aufteilung wird hier nicht untersucht.)
2. In den Teilbänder kann die Abtastrate um den Faktor $R=1(1)L$ reduziert werden.
3. Die Echokompensation wird in L unabhängig voneinander arbeitenden Kompensatoren $\hat{H}_i(z^R)$, $i=1(1)L$, durchgeführt.
4. Bei Abtastratenreduktion ($R \geq 2$) werden die Teilbandfehler $e_i[m] \circ \bullet E_i(z^R)$ interpoliert und zum Gesamtfehler $e[k] \circ \bullet E(z)$ zusammengefaßt. Ohne Abtastratenreduktion ($R=1$) ist $e[k] = \sum_{i=1}^L e_i[k]$.

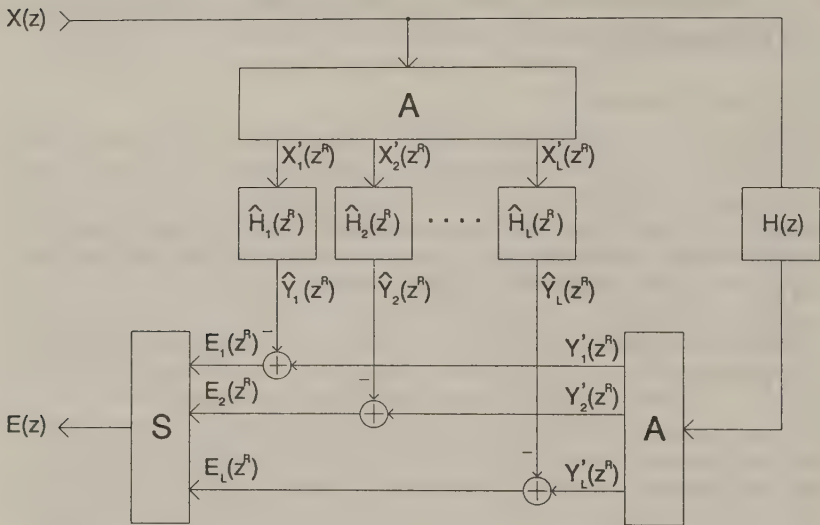


Bild 6.1: Echokompensation in Frequenzteilbändern

(Die Frequenzband-Aufteilung mit Abtastratenreduktion wird hier auch Analyse (A) und die Frequenzband-Zusammensetzung mit entsprechender Abtastraten-erhöhung Synthese (S) genannt. Die Abtastratenumsetzung wird im Kap. 6.2.1 Glg. (6.8)-(6.11) genauer definiert.)

Mit dieser Methode ist man nun in der Lage – im Vergleich zum Vollbandver-fahren – den Aufwand zu reduzieren und die Konvergenzgeschwindigkeit zu erhöhen. Ungeachtet einiger Probleme, die erst in Kapitel 6.3 behandelt werden, kann folgendermaßen argumentiert werden: Zunächst definieren wir den Gewinn im (Rechen-) Aufwand durch

$$G = \frac{Z_{VB}}{Z_{A,S} + \frac{1}{R} \sum_{i=1}^L Z_{i,TB}}. \quad (6.1)$$

Dabei steht die Größe Z für die Anzahl der Rechenoperationen²⁴ pro Abtasttakt, und die Indizes VB, TB, A und S für Vollband, Teilband, Analyse und Synthese. Die Abtastratenreduktion R sei in allen Teilbändern gleich. Der Gewinn kann bei Verwendung von ATF als Teilbandkompensatoren (TBK), wegen $Z_{VB} \approx 4N$

²⁴Mit Rechenoperationen sind typischerweise Multiplikationen und Additionen gemeint, wobei im speziellen eine Rechenoperation auch eine MUL/ADD-Operation sein kann, wie sie z.B. beim ATF aus Kap. 3.2 bzw. 4.2 benötigt werden.

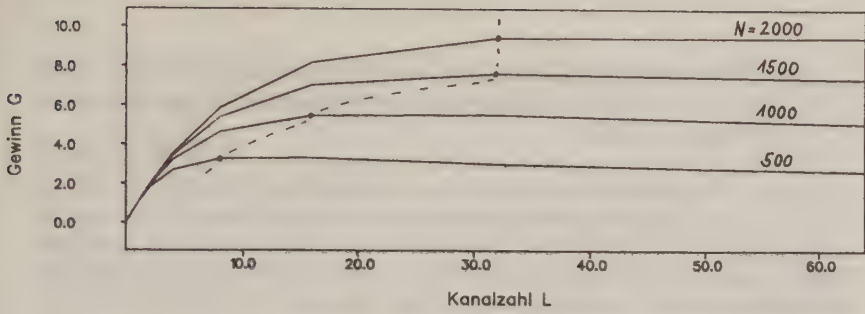


Bild 6.2: Gewinn bei Teilbandkompensation

(vgl. Kap. 4.2) bzw. $Z_{i,TB} \approx 4N_i$, explizit angegeben werden. (N bzw. N_i ist der Grad des ATF im Vollband bzw. im i -ten Teilband. Referenz für die Angabe der Zahlen ist der hier verwendete Signalprozessor [79].) Geht man noch wie in [42] davon aus, daß die TBK eine Impulsantwort der Dauer $N \cdot T$ nachbilden sollen, ist, wegen $N \cdot T = R \cdot N_i \cdot T$ (durch die Abtastratenreduktion um den Faktor R wird die Impulsantwort der TBK, bezogen auf das Zeitraster T , um den Faktor R verlängert),

$$G \approx \frac{1}{Z_{A,S}/4N + L/R^2}. \quad (6.2)$$

Ist nun der Aufwand für Analyse und Synthese erheblich kleiner als der für die TBK, erhält man die einfache Beziehung

$$G \approx \frac{R^2}{L} \quad \text{für} \quad Z_{A,S} \ll 4N L/R^2. \quad (6.3)$$

Das Maximum von (6.3) $G=L$ wird bei sogenannter kritischer Abtastratenreduktion $R=L$, d.h. Reduktion gleich Anzahl der Teilbänder, erreicht. Zum anderen ist der theoretische Grenzwert des Gewinns bei sehr hoher Teilbandanzahl L gegeben. Nimmt man die Analyse-/Synthese-Realisierung aus Kapitel 6.2, ist $L=R=2^l$ ($l=0,1,2,\dots$) und $Z_{A,S}=2Z_A+Z_S \approx k_{A,S} \cdot \text{ld}(L)$, wobei $k_{A,S}$ hier eine Konstante sein soll. (In Kapitel 6.2.1, Gleichung (6.20) wird die Abhängigkeit von der Dimensionierung angegeben.) Hierfür ergibt sich

$$G \approx \frac{4N}{k_{A,S} \text{ld}(L) + 4N/L}, \quad (6.4)$$

und daraus

$$L_{\text{opt.}} = \frac{4N \ln(2)}{k_{A,S}} \quad (6.5)$$

bzw.

$$G_{\text{max}} = G(L_{\text{opt.}}) = \frac{4N}{k_{A,S} \text{ld}\left(\frac{\ln(2)4N}{k_{A,S}}\right) + \frac{k_{A,S}}{\ln(2)}}. \quad (6.6)$$

L_{opt} in (6.5) muß entsprechend $L=2^l$ auf- oder abgerundet werden. Für $k_{A,S}=120$ und $N=500,1000,1500,2000$ (N ist der Grad des Vollband-TF) ist der Verlauf von $G(L)$ in Bild 6.2 abgegeben.

Die Anzahl der Frequenzteilbänder wird jedoch, neben der in Kapitel 6.3.2 beschriebenen Problematik, durch die Gruppenlaufzeit im Pfad $y[k] \rightarrow e[k]$ begrenzt, insbesondere wenn konstante Gruppenlaufzeit gefordert und diese mit linearphasigen TF realisiert wird. Die Realisierung der (Frequenzband-) Analyse und Synthese mit RF liefert zwar erheblich niedrigere Grundlaufzeiten, dafür sind die Gruppenlaufzeitverzerrungen an den Teilbandgrenzen umso stärker, und dies umso mehr, je steiler der Übergang vom Durchlaß- in den Sperrbereich ist [60].

Wie Eingangs angemerkt, erhofft man sich mit dieser Methode eine Erhöhung der Konvergenzgeschwindigkeit. Betrachten wir die Zeitkonstante $\tau \approx N/\gamma$ gemäß (4.15) für das Vollband-ATF bei Betrieb mit weißem Rauschen, so kann für das Teilband-ATF, bei Berücksichtigung der Abtastratenreduktion um den Faktor R ,

$$\tau_i \approx R \frac{N_i}{\gamma_i}, \quad i = 1(1)L, \quad (6.7)$$

angegeben werden. Gehen wir wie oben von $N=N_i R$ aus, so unterscheiden sich τ und τ_i nur durch unterschiedliche Schrittweitenfaktoren γ und γ_i . In Kapitel 4.4 haben wir gesehen, daß durch das notwendige Pipelining bei "langen" ATF ($N>250$) γ etwas verringert werden muß. Mit der dortigen Angabe und $N_i<250$ ist hier $\tau/\tau_i=0.5/0.32 \approx 1.6$.

Bei Betrieb des Kompensators mit Sprachsignalen kann solch eine einfache "Faust"-Formel nicht angegeben werden. Kellerman [42] verwendet das Ergebnis einer anderen Arbeit für den qualitativen Vergleich von Vollband- und Teilband-Ansatz: Je kleiner die Differenz zwischen Supremum und Infimum des Leistungsdichtespektrums des Referenzsignals $x[k]$ ist, desto schneller konvergiert das ATF. Da nun in den Teilbändern diese Differenz nicht größer als im Gesamtband sein kann, wird der Teilbandkompensator nicht langsamer sein. Im Gegenteil, wenn Supremum und Infimum spektral weit auseinanderliegen, wird die Differenz erheblich kleiner und damit die Konvergenzgeschwindigkeit entsprechend größer. Diese Annahme wird in den Experimenten aus Kapitel 7 bestätigt.

6.2 Band-Zerlegung und -Zusammensetzung mit bireziproken Brücken-Wellendigitalfiltern

6.2.1 Einführung

Für die Realisierung der Frequenzband-Zerlegung (-Analyse) und -Zusammensetzung (-Synthese) mit Abtastratenumsetzung sind aus der Literatur eine große Menge an Verfahren bekannt, wobei die richtige Wahl sich an der Problemstellung orientieren muß. Wir wollen hier keine ausführliche Diskussion der möglichen Methoden vorführen; dazu sei der Leser auf das Buch von Crochiere und Rabiner [9] verwiesen. Neuere Arbeiten sind z.B. in [19], [10], [83], [81] zu finden.

Die Verfahren lassen sich grob in zwei Gruppen unterteilen. Die erste basiert auf Parallelstrukturen und die zweite auf Kaskade- oder Baumstrukturen, wobei im ersten Fall die Anzahl der möglichen Methoden besonders groß ist. Bei der Modellierung (Interpretation) von Parallelstrukturen geht man üblicherweise von einem (Prototyp-) Tiefpaß (oder Bandpaß) aus, der durch entsprechende spektrale Verschiebung mittels Modulation die einzelnen Kanäle der Filterbank verwirklicht. Im Zusammenhang mit der geforderten Abtastratenumsetzung läßt sich diese Filterbank besonders effizient mit einer Polyphasenstruktur realisieren. Eine Polyphasen-Filterbank mit reellen Ausgangssignalen und aufgebaut mit WDF, wird in [10] vorgestellt.

Die andere Methode eine reelle (Analyse-/Synthese-) Filterbank²⁵ aufzubauen, ergibt sich aus der Möglichkeit der Kaskadierung sogenannter quadrature mirror filter (QMF) mit 2 Kanälen in einer Baumstruktur, wenn in jeder QMF-Stufe eine Abtastraten-Umsetzung (-Erniedrigung bei Analyse und -Erhöhung bei Synthese) um den Faktor 2 durchgeführt wird. Eine QMF-Stufe besitzt ihrem Namen nach einen zu $F_s/4$ spiegelbildlichen Verlauf der Übertragungsfunktionen von Tiefpaß- und Hochpaßfilter. (F_s ist die Abtastrate am Eingang des Analyse-QMF bzw. am Ausgang des Synthese-QMF.)

Wir haben in dieser Arbeit diese Methode gewählt, da durch die Kaskadierung die Filterbank modular aufgebaut werden kann. Durch die Modularität ist man in der Lage, in Experimenten zunächst an "kleinen" Einheiten Erfahrungen zu sammeln. Der Aufbau "größerer" Einheiten geschieht dann durch geeignete Verkettung der kleineren. Auch ist wegen der Baumstruktur der Filterbank die Implementierung in dem Mehr-Signalprozessor-System aus Kapitel 8 besonders einfach. Hervorzuheben ist noch, daß für die hier gewählte Realisierung mit WDF, komfortable Entwurfsunterstützung existiert. So findet man in [26] Formeln für direkte Berechnung aus der Filterspezifikation und in [34] einen Filterkatalog mit optimierten Filterkoeffizienten (Anzahl der von Null verschiedenen bits ist minimiert). Besonders hilfreich ist das Filterentwurfsprogramm FALCON [24].

Nachteil dieser Methode ist, daß nur kritische Abtastratenreduktion $R=L$

²⁵Im folgenden ist mit Filterbank eine reelle (Analyse-/Synthese-) Filterbank gemeint.

möglich ist; mehr dazu im Kapitel 6.3.1. (Bei Polyphasenfilterbänken ist $R \neq L$ möglich [82].) Desweiteren ist der Aufwand bei größerer Kanalanzahl höher als bei der Polyphasenrealisierung, [10]. Das theoretische Optimum für den Gewinn (6.2) wird dann für größere Kanalanzahl als in Bild 6.2 erreicht.

Bevor wir die Filterbank im gesamten vorstellen, wollen wir den oben genannten QMF-Block etwas genauer beschreiben. Dazu sollen als erstes in Anlehnung an [9] die Beziehungen bei Abtastratenumsetzung um den ganzzahligen Faktor M angegeben werden:

$$X(z) \bullet \rightarrow x[n] \rightarrow \boxed{\downarrow M} \rightarrow x'[m] \circ \bullet X'(z^M) \quad (6.8)$$

$$x'[m] = x[mM] \quad \text{bzw.} \quad X'(z^M) = \frac{1}{M} \sum_{\mu=0}^{M-1} X(z\rho^\mu) \quad \text{mit} \quad \rho = e^{j2\pi/M} \quad (6.9)$$

und

$$Y'(z^M) \bullet \rightarrow y'[m] \rightarrow \boxed{\uparrow M} \rightarrow y[n] \circ \bullet Y(z) \quad (6.10)$$

$$y[n] = \begin{cases} y'[m] & \text{für } n = mM \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad \text{bzw.} \quad Y(z) = Y'(z^M). \quad (6.11)$$

Dabei steht das Symbol $\rightarrow \boxed{\downarrow M} \rightarrow$ für das Ausblenden jedes M -ten Abtastwertes im entsprechenden Signal (Abtastratenerniedrigung oder Dezimation) und $\rightarrow \boxed{\uparrow M} \rightarrow$ für das Einfügen von $M-1$ Nullen zwischen die Abtastwerte (Abtastratenerhöhung oder Interpolation). Desweiteren ist $z = e^{j\omega T}$, $T = 1/F_s$ und $n, m \in \mathbb{Z}$.

Noch eine Anmerkung zum Begriff Abtastrate. Wird er im folgenden verwendet, ist er losgelöst von der Abtastrate zu verstehen, mit der die analogen Signale abgetastet werden. Auch im Zusammenhang mit (Abtast-) Ratenänderungen ist mit "Abtastrate eines arithmetischer Blocks" die tatsächliche Betriebs- oder Taktrate (dies wären vielleicht bessere Begriffe) und nicht die Grund- oder Basis-Abtastrate gemeint. Gleiches gilt für Abtastfrequenz und Abtastwerte.

In Bild 6.3a sehen wir die allgemeine Darstellung eines QMF-Blocks. Die Tiefpaß- und Hochpaßfilter $TP_A(z)$ und $HP_A(z)$ bzw. $TP_S(z)$ und $HP_S(z)$ führen die Analyse bzw. Synthese durch. In den Tief- und Hochpaßpfaden wird eine Abtastratenumsetzung um den Faktor 2 durchgeführt. Die Indizes o bzw. u in den Signalnamen geben den Ort im Netzwerk (oben bzw. unten) an.

Besonders effizient wird die 2-Band-Aufteilung in Bild 6.3b mit bireziproken Brücken-WDF²⁶ realisiert, da die Anzahl der notwendigen Multiplikationen weniger als die Hälfte des Filtergrades beträgt, [84]. $\hat{S}_1(z^2)$ und $\hat{S}_2(z^2)$ sind

²⁶genauer: WDF, die aus symmetrischen, verlustfreien Referenzfiltern in Brückenschaltung mit bireziproker charakteristischer Funktion abgeleitet werden.

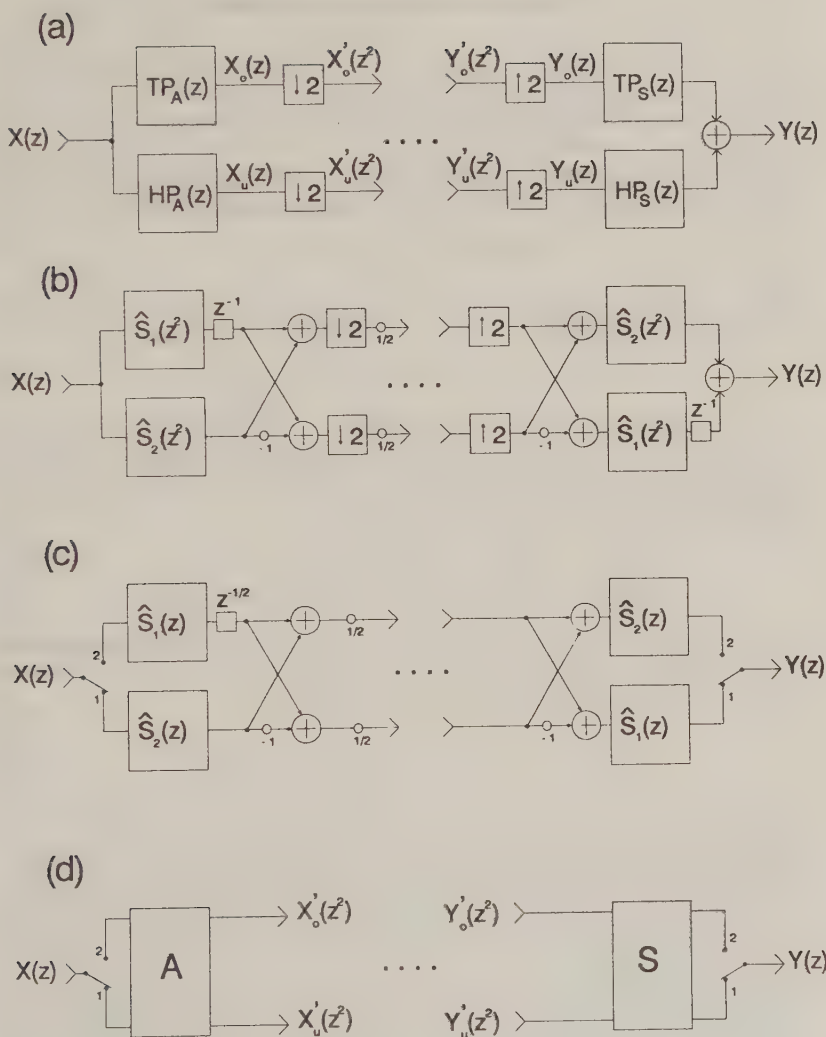


Bild 6.3: Realisierung des QMF-Blocks

Allpaßfunktionen in z^2 und realisieren die Übertragungsfunktionen

$$TP_A(z) = \frac{X_o(z)}{X(z)} = \frac{1}{2} (\hat{S}_1(z^2)z^{-1} + \hat{S}_2(z^2)) = S_{11}(z) = S_{22}(z), \quad (6.12)$$

$$HP_A(z) = \frac{X_u(z)}{X(z)} = \frac{1}{2} (\hat{S}_1(z^2)z^{-1} - \hat{S}_2(z^2)) = -S_{21}(z) = -S_{12}(z). \quad (6.13)$$

($S_{i,j}$, $i,j=1,2$, sollen den Matrixelementen der Streumatrix des Referenzfilters entsprechen.) Es ist bekannt [20], daß für $|z|=1$ die Feldtkeller-Gleichung

$$|TP_A(e^{j\omega T})|^2 + |HP_A(e^{j\omega T})|^2 = 1 \quad (6.14)$$

erfüllt ist (Übertragungsfunktionen sind zueinander komplementär) und die Betragsgänge spiegelbildlich zum Viertel der Abtastrate sind, so daß wegen (6.14)

$$|TP_A(e^{j\Omega T/4})| = |HP_A(e^{j\Omega T/4})| = 1/\sqrt{2} \quad (6.15)$$

gilt. ($\Omega=2\pi F_s$ ist die Abtastkreisfrequenz.) In [19] wird nun gezeigt, daß die Synthese- (Interpolations-) Stufe einfach durch Transponieren der Analyse- (Dezimations-) Stufe erhalten wird. Der Vollständigkeit halber nochmals die Beziehungen für die Tief- und Hochpaßfunktionen

$$TP_A(z) = TP_S(z) = S_{11}(z) = S_{22}(z) = S_{12}(-z), \quad (6.16)$$

$$HP_A(z) = -HP_S(z) = -S_{21}(z) = -S_{12}(z) = -S_{11}(-z). \quad (6.17)$$

Die Besonderheit dabei ist, daß nach Durchverbinden des Tief- und Hochpaßpfades die Gesamtübertragungsfunktion, bei Anwendung von (6.8)-(6.11) für $M=2$, gemäß Bild 6.3b einer Allpaßfunktion der Form

$$\frac{Y(z)}{X(z)} = \hat{S}_1(z^2)\hat{S}_2(z^2)z^{-1} (= \hat{S}_{11}^2(z) - \hat{S}_{11}^2(-z)) \quad (6.18)$$

entspricht. (In [19] wird dies aus der Untersuchung des Referenzfilters a priori angegeben.) Das bedeutet, daß der durch die Dezimation nach nicht idealer Bandbegrenzung erzeugte Alias-Term vollständig eliminiert wird. Im vorliegenden Fall mit adaptiven Kompensatoren in den Teilbänder ist dies jedoch nicht erfüllt. Die explizite Vorstellung und geeignete Maßnahmen zur Lösung des Problems findet man in Kapitel 6.3.1.

Ein letzter Optimierungsschritt im QMF-Block ist das "Durchschieben" der Abtastumsetzer vor die Analyse- bzw. hinter die Synthese-Stufe, [19]. Dies ist möglich, weil die Allpässe $\hat{S}_1$ und $\hat{S}_2$ Funktionen in z^2 sind. Das Ergebnis zeigt Bild 6.3c, wobei insbesondere die Schalterstellungen zu beachten sind. (Der Ausgangsverzögerer z^{-1} in Bild 6.3b kann durch die vorliegende Wahl der Schalterstellung entfallen.) Durch das "Durchschieben" der Abtastumsetzer, was gleichbedeutend mit der Operation $z^2 \rightarrow z$ ist, sind die Allpässe $\hat{S}_1$ und $\hat{S}_2$ nun Funktionen in z und können jeweils durch eine Kaskade von Allpässen 1. Grades entsprechend Kapitel 3.3 (Glg. (3.7) bzw. Bild 3.4 oben) aufgebaut werden [26].

Im folgenden wird für Bild 6.3c das Blocksymbol aus Bild 6.3d verwendet.

An dieser Stelle eine kurze Bilanz: Die vorgeführte Realisierung zeichnet sich gegenüber der Struktur nach Bild 6.3a durch sehr geringen Aufwand aus. Dies ist durch die Abzweigstruktur des Brücken-WDF, die Bireziprozität und die Berechnung der Brückenzeige auf der unteren Abtastrate gegeben. Die in Kapitel 3.3 aufgeführten guten Eigenschaften der WDF sind hier ebenfalls in vollem Maße erfüllt. Für die Realisierung sei an die oben genannte Entwurfsunterstützung erinnert.

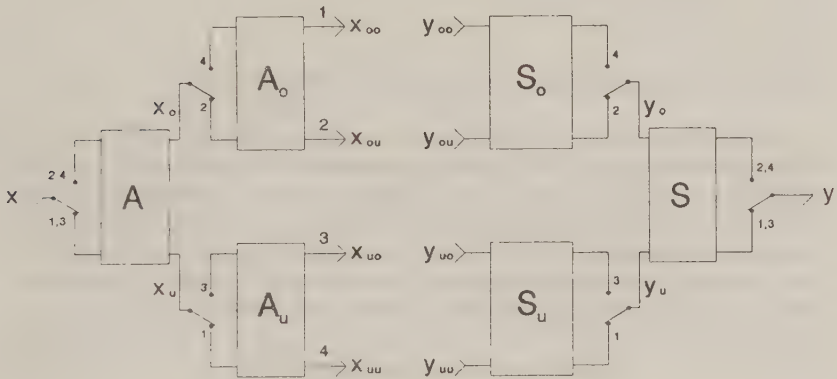


Bild 6.4: QMF-Filterbank mit 4 Kanälen

Mit dem vorgestellten QMF-Block sind wir nun in der Lage die in Bild 6.1 angegebene Filterbank zur Echokompensation in Teilbändern aufzubauen. Wie schon erwähnt, geschieht dies durch Kaskadierung in einer Baumstruktur. Bild 6.4 zeigt Analyse und Synthese exemplarisch für 4 Kanäle. Zu beachten ist die Durchnummerierung der Schalterstellung und die später noch benötigten Indizes o und u für die Platzierung sowie die Lage der Frequenzteilbänder am Ausgang des Analyse-Teils. Die Zuordnung der Analyse-Ausgänge zu den Teilbändern ist in Tabelle 6.1 für 2,4,8 und 16 Kanäle zu sehen. Dabei sind die Nummern der Ausgänge 1 bis L wie in Bild 6.4 von oben nach unten und die Nummern der Teilbänder mit aufsteigenden Frequenzen gezählt. Demnach liegt das i -te Teilband im Frequenzbereich $[\frac{(i-1)\Omega}{2L}, \frac{i\Omega}{2L}]$. Anzumerken ist noch, daß die Bänder invertiert vorliegen können, was durch einen Strich angezeigt wird. Die Inversion entsteht im Hochpaßpfad durch die Abtastratenreduktion um den Faktor 2 in den Analyse-Stufen. Durch

Anwendung von (6.9) ergibt sich z.B. am Ausgang x'_u in Bild 6.3a das Spektrum

$$X'_u(z^2) = \frac{1}{2} \left(HP_A(z)X(z) + HP_A(-z)X(-z) \right). \quad (6.19)$$

Wegen $-z = -e^{j\omega T} = e^{j(\omega T - \pi)}$ sieht man, daß der zweiten Term spektral um $\omega T = \pi$ verschoben ist, was die Inversion erklärt. Bei Berücksichtigung dieser Inversion können analog zu Tabelle 6.1 leicht die Beziehungen für mehr als 16 Kanäle angegeben werden.

Ausgang	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
16 Band	1	2'	4'	3	8'	7	5	6'	16'	15	13	14'	9'	10'	12	11
8	1	2'	4'	3	8'	7	5	6'								
4	1	2'	4'	3												
2	1	2'														

Tabelle 6.1: Bandaufteilung: Gestrichene Bänder sind invertiert

Für den Gesamtaufbau nach Bild 6.1 werden zwei Analyse-Blöcke und ein Synthese-Block benötigt. Der Gesamtrechenaufwand $Z_{A,S}$ – in Kapitel 6.1 in einfacher Form schon angegeben – kann jetzt exakt bestimmt werden. Für gleichen (Rechen-) Aufwand in den jeweiligen Abtastperioden setzen wir Symmetrie und den Einsatz des Adaptors nach Bild 3.5c in der Realisierung aus Anhang A2 voraus. Mit Symmetrie ist gleicher Grad $G_{A,i}$ der Allpässe $\hat{S}_1$ und $\hat{S}_2$ in der i -ten Stufe und symmetrische Baumstruktur²⁷ gemeint. Es ist dann

$$Z_{A,S} = 2Z_A + Z_S = \underbrace{3}_{2A,1S} \cdot \underbrace{10}_{Adaptor} \cdot \sum_{i=1}^{ld(L)} \underbrace{G_{A,i}}_{Grad}. \quad (6.20)$$

Für die Graphik in Bild 6.2 ist $G_{A,i} = G_A$ (für alle i) gewählt worden, also ist

$$Z_{A,S} = 3 \cdot 10 \cdot G_A \cdot ld(L) = k_{A,S} \cdot ld(L) \quad (6.21)$$

und damit für $k_{A,S} = 120$ der Allpaßgrad $G_A = 4$. Der Filtergrad der i -ten QMF-Stufe, abgekürzt mit $G_{QMF,i}$, ergibt sich aus der Beziehung

$$G_{QMF,i} = 4G_{A,i} + 1. \quad (6.22)$$

Für die Graphik in Bild 6.2 ist demnach $G_{QMF,i} = 17$ (für alle i) genommen worden. Die (ungleiche) Dimensionierung der einzelnen QMF-Stufen wird in Kapitel 6.3.1 vorgeführt. (Die 10 Schritte für den Adaptor in (6.20) können bei Kaskadierung reduziert werden, vgl. Anhang A2).

²⁷Bei symmetrischer Baumstruktur sind die Frequenzbänder äquidistant angeordnet. Möglich ist auch eine ungleichmäßige Einteilung. Dies wird durch Weglassen entsprechender Analyse- und Synthese-Blöcke erreicht [19]. Beispielsweise könnte man in Bild 6.4 die Zweiteilung im oberen Frequenzband auslassen, wenn man die Blöcke A_u und S_u herausnimmt. Allerdings muß für phasenrichtige Interpolation im Synthese-Block S im Pfad $z_u \rightarrow y_u$ an geeigneter Stelle, z.B. vor dem Eingang y_u , ein Allpaß eingefügt werden, der der Gesamtübertragungsfunktion (6.18) des entfernten QMF-Blocks entspricht.

6.2.2 Pipelining im QMF-Block

Die in den vorangegangenen Kapiteln 6.1 und 6.2.1 eingeführte Abtastratenreduktion in den Teilbändern dient ausschließlich der Reduzierung des Rechenaufwands je Zeiteinheit. Die Aufgabe heißt nun: Realisierung des Echokompensators gemäß Bild 6.1 mit minimiertem Aufwand.

Abtasttakt	Teilaufgabe
$\nu R + 1$	1
$\nu R + 2$	2
$\vdots$	$\vdots$
$\nu R + R$	R

Tabelle 6.2: Verteilung der Aufgaben bei Abtastratenreduktion um den Faktor R . Dabei ist $\nu = 0, 1, 2, \dots$

Ein sinnvoller Ansatz zur Verteilung der Aufgaben bei einem ratenreduzierten System wird in Tabelle 6.2 vorgestellt. Dabei soll R der maximale Ratenreduktionsfaktor im System sein. Kommen im System verschiedene Reduktionsfaktoren vor, so muß die Tabelle entsprechend erweitert werden. Man wird hierfür die Teilaufgaben 1 bis R in gleicher Weise auf "Unter"-Teilaufgaben verteilen.

Der Aufwand wird dann minimal, wenn das gegebene Realzeit-System in jedem Abtasttakt gleich (im Grenzwert voll) ausgelastet ist. Dies ist gleichbedeutend mit der Forderung nach identischem Zeitaufwand für jede Teilaufgabe.

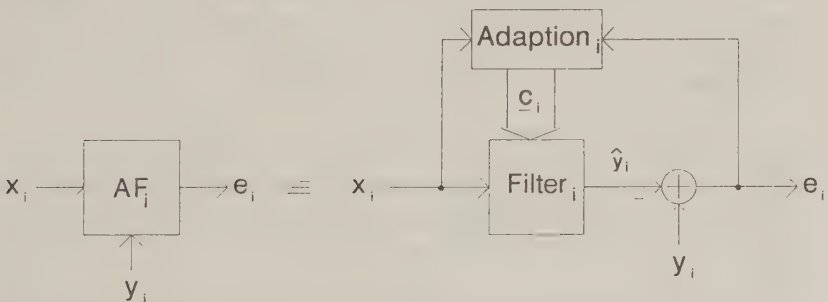


Bild 6.5: Symbol für Teilband-Kompensator

Da in unserem Fall der Reduktionsfaktor R gleich der Kanalanzahl L ist und die Filterbank eine Baumstruktur besitzt, bietet es sich an, in einer Abtastperiode ($T=1/F_s=125 \mu\text{sek}$) einen Kanal vollständig abzuarbeiten. In einem Kanal sind

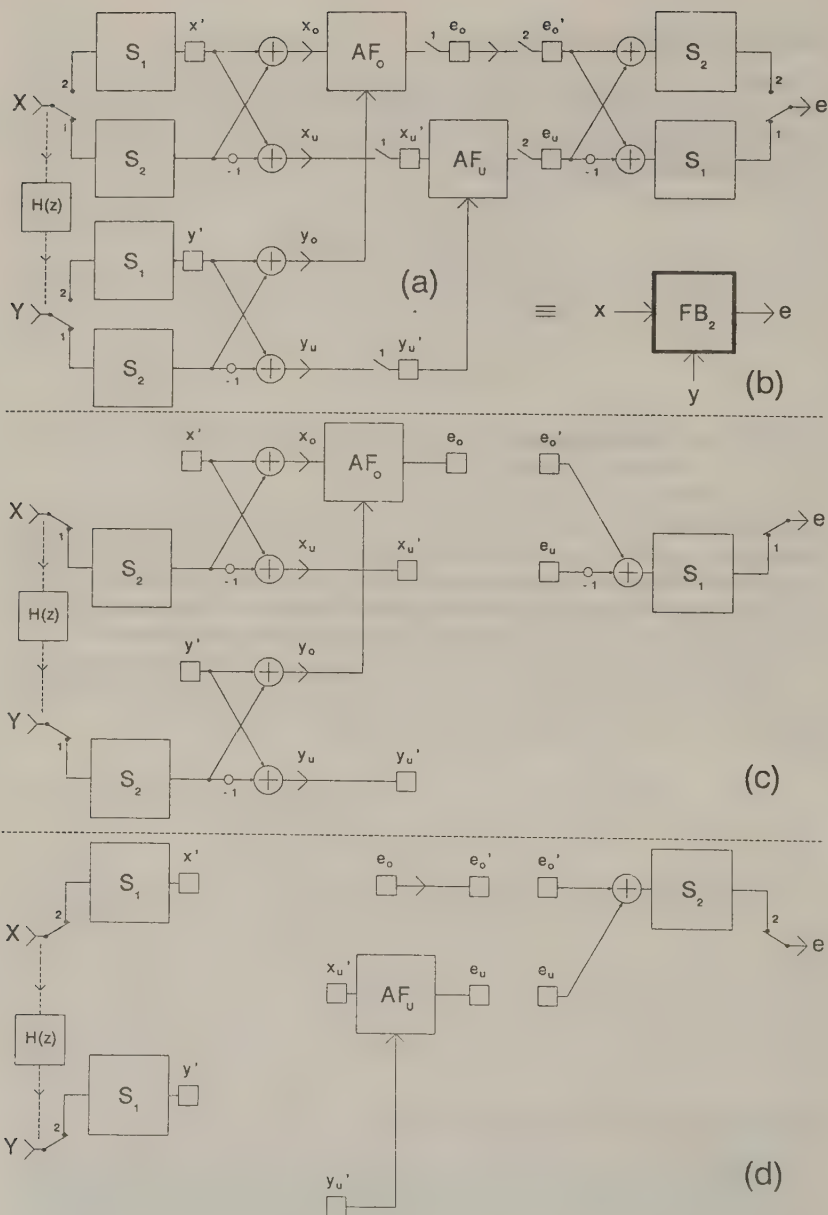


Bild 6.6: Berechnung des 2-Kanal-Echokompensators

die Analyse- und Synthese-Filter, entlang dem durch die Schalter vorgegebenen Pfad, und der entsprechende adaptive Teilbandkompensator zu berechnen.

In Bild 6.6a ist der Echokompensator für $L=2$ Kanäle vollständig aufgebaut. Das Symbol $\boxed{FB_2}$ (FB = Filterbank), dargestellt in Bild 6.6b, steht im folgenden hierfür. In Bild 6.5 ist das Symbol $\boxed{AF_i}$ für ein adaptives Filter erklärt.

Die Aufteilung der Gesamtaufgabe in zwei Teile geschieht nun entsprechend Bild 6.6c (Schalterstellung 1) bzw. Bild 6.6d (Schalterstellung 2). Da wir im vorigen Kapitel symmetrische Allpässe $\hat{S}_1$ und $\hat{S}_2$ gefordert haben und wir gleiche adaptive Filter in den Teilbändern voraussetzen, ergibt sich, bis auf die vier Additionen am Ausgang der Analyse-Stufen, gleicher Aufwand für die beiden Teilaufgaben.

Wichtig für die (phasen-) richtige Abarbeitung der Filterbank ist die Verzögerung des Fehlersignals e_o im oberen Pfad. Je nach Realisierung der Aufgabe – ob in einem frei programmierbaren Signalprozessor oder mit einer speziellen, festverdrahteten Hardware –, stehen die kleinen, nicht ausgefüllten Kästchen für Speicherplätze oder für Register (Pipeline-Stufen). Zu beachten ist, daß diese nicht vergleichbar mit den Verzögerern in einem Filterblock (Zustandsvariablen) sind, da nach Weitergabe des Speicher- bzw. Register-Inhalts diese bis zum nächsten Takt für Zwischenspeicherung anderer Daten zur Verfügung stehen; die Speicher bzw. Register für Zustandsvariablen erlauben dies dagegen nicht.

6.2.3 Hierarchischer Aufbau (Programmierung) der QMF-Filterbank

In diesem Abschnitt soll kurz die Vorgehensweise beim Aufbau einer QMF-Filterbank zur Echokompensation in $L=2^l$ ($l=1,2,\dots$) Teilbändern vorgeführt werden. Wie im vorigen Kapitel setzen wir die Aufteilung der Aufgabe entsprechend Tabelle 6.2 voraus. Für die Teilaufgaben fordern wir wieder Aufwandsgleichheit.

Betrachten wir Bild 6.6a, so erhalten wir eine Filterbank mit 4 Kanälen, in dem wir die Blöcke AF_o und AF_u jeweils durch einen 2-Kanal-Block, abgekürzt mit dem Block-Symbol FB_2 , ersetzen. Mit anderen Worten, die 4-Kanal-Version ergibt sich aus der 2-Kanal-Version durch "Eigen"-Substitution. Die Schalterwechselfolge am Eingang der Analyse-Stufen bzw. am Ausgang der Synthese-Stufen entnimmt man Bild 6.4.

Höhere Kanalzahlen erreicht man in gleicher Weise: Wird der 4-Kanal-Block mit FB_4 , entsprechend FB_2 für den 2-Kanal-Block, definiert, erhält man einen 8-Kanal-Block durch Substitution von $FB_{2,o}$ durch $FB_{4,o}$ und $FB_{2,u}$ durch $FB_{4,u}$. (Die Indizes o bzw. u stehen für die Position im Bild: oben bzw. unten.) Diese Prozedur läßt sich beliebig fortsetzen.

Wie wir gesehen haben, werden die Blöcke zur Unterscheidung sukzessive mit

den Indizes o bzw. u versehen. "Tauchen" wir jetzt in einen Block hinein, müssen sämtliche darin enthaltenen Blöcke, Signale, Koeffizienten, Zustandsvariablen etc. mit neuen Namen versehen werden. Dies wird sinnvollerweise nach dem schon mehrfach angedeuteten Schema (Name zeigt auf Platzierung) durchgeführt: Steht für ein Netzwerk der Block mit Namen BN und wird dieser in einem weiteren Netzwerk an der Stelle i (hier ist i entweder o wie oben oder u wie unten) eingesetzt, so wird das durch Anhängen des Indizes i an den Blocknamen BN angezeigt. Für die Unterscheidung des Blockes von anderen gleicher Struktur werden sämtliche Namen der Beschreibungsgrößen (Signale etc.) ebenfalls durch Anhängen von i gekennzeichnet. Diese Prozedur läßt sich nun bei beliebig hoher hierarchischer Vernetzung anwenden.

Der vorliegende hierarchische Aufbau der L -Kanal-QMF-Filterbank weist folgende Besonderheiten auf:

1. Übersichtliche Dokumentation
2. Modularität: Ausgehend von einer 2-Kanal-Version verläuft der Übergang zu höheren Kanalzahlen immer nach dem gleichem Schema.
3. Programmierung in einer Hochsprache mittels rekursiver Prozeduren durchführbar.
4. Automatische Mikroprogramm-Generierung für Signalprozessor(en) möglich. Mehr dazu in Kapitel 8.2.
5. Einfache Implementierung in Mehr-Prozessor-Systeme; siehe Kapitel 8.1 .

Zum Schluß soll nicht unerwähnt bleiben, daß die oben genannte Aufwands-gleichheit je Kanal nur für völlige Symmetrie des Gesamtaufbaus gilt. Das heißt, alle adaptiven Filter in den Teilbändern müssen gleich (genauer: aufwandsgleich) sein und die einzelnen QMF-Stufen gleichen Grad besitzen (Bild 6.4: A_o identisch mit A_u , A_{oo} identisch mit A_{ou} , A_{uo} und A_{uu} , etc.). Desweiteren ist nur äquidistante Bandaufteilung möglich (s. Fußnote 27). Soll für eine Aufwandsreduzierung eine oder mehrere dieser Annahmen verletzt werden, ist die Erfüllung der Aufwands-gleichheit der Teilaktionen nach Tabelle 6.2 sehr viel schwieriger und die oben aufgelisteten Vorteile gehen teilweise verloren.

6.3 Probleme und Ansätze für deren Beseitigung

Mit Hilfe der Ergebnisse aus Kapitel 6 ist man in der Lage einen Echokompensator mit $L=2^l$ ($l=1,2,\dots$) Teilbändern aufzubauen. In Experimenten hat sich aber gezeigt, daß die Qualität in starkem Maße von der Höhe der Alias-Fehler und den Gruppenlaufzeitverzerrungen an den Teilbandgrenzen abhängt. Dies wird in Kapitel 6.3.1 und 6.3.3 beschrieben. Desweiteren hat sich herausgestellt, daß zusätzliche Totzeit im Echopfad die Ergebnisse verbessert. In Kapitel 6.3.2 wird vorgeführt, daß dieser Effekt mit den aus Kapitel 2 bekannten Methoden erklärt werden kann.

6.3.1 Alias-Fehler

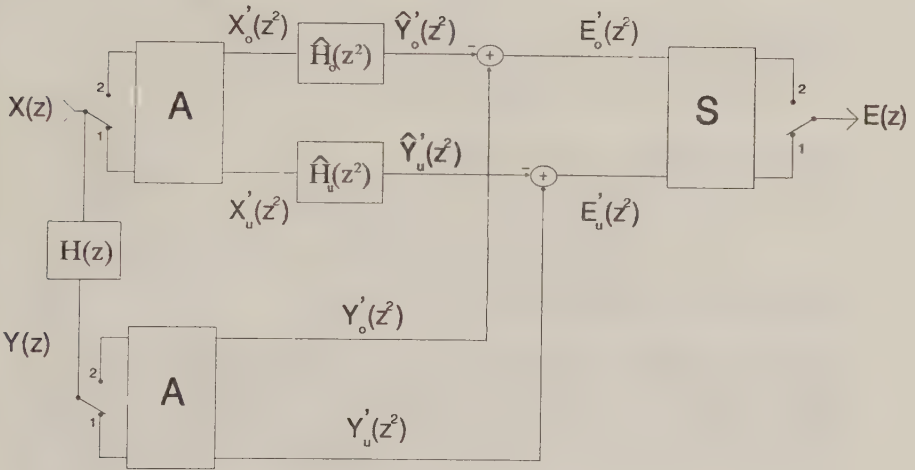


Bild 6.7: Filterbankkonfiguration mit 2 Teilbändern

In Kapitel 6.2.1 haben wir schon angedeutet, daß die Analyse/Synthese nur dann ohne Alias-Fehler erfolgt, wenn in den Pfaden der Teilbänder keine Filterung durchgeführt wird. Die Gesamtübertragungsfunktion ist dann ein Allpaß gemäß Glg. (6.18). In der vorliegenden Anwendung liegen in den Pfaden die adaptiven Filter (AF) für die Echokompensation im Teilband. Für den Fall von $L=2$ Teilbändern wollen wir den Einfluß der AF auf den Alias-Fehler untersuchen. Für die Konfiguration gemäß Bild 6.7 wird im Anhang A3 die Berechnung der z -Transformierten des Fehlers am Ausgang der Filterbank

$$E(z) = H_{\Delta}(z) \cdot X(z) + H_A(z) \cdot X(-z), \quad (6.23)$$

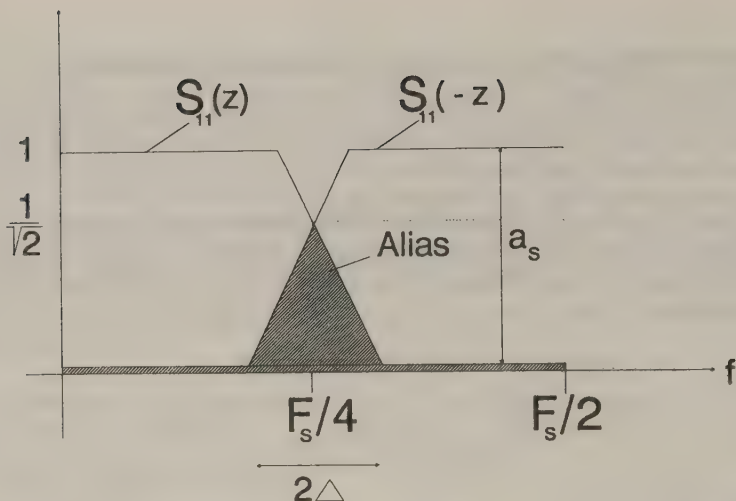


Bild 6.8: Alias-Gebiete bei 2-Kanal-QMF

mit

$$H_{\Delta}(z) = S_{11}^2(z) (H(z) - \hat{H}_o(z^2)) - S_{11}^2(-z) (H(z) - \hat{H}_u(z^2)), \quad (6.24)$$

$$H_A(z) = S_{11}(z)S_{11}(-z) (\hat{H}_u(z^2) - \hat{H}_o(z^2)), \quad (6.25)$$

vorgeführt. Zur Erläuterung: $H(z)$ ist die LRMS-Übertragungsfunktion, $\hat{H}_o(z^2)$ die des Kompensators im oberen und $\hat{H}_u(z^2)$ die im unteren Pfad, $S_{11}(z)$ die Tiefpaßfunktion und $-S_{11}(-z)$ die entsprechende Hochpaßfunktion im QMF-Block. A bzw. S in Bild 6.7 stehen wieder für Analyse bzw. Synthese und werden entsprechend Bild 6.3 realisiert. $X(z)$ ist die z -Transformierte der Eingangsfolge $x[k]$.

Der uns interessierende Alias-Fehler im Resultat $E(z)$ wird durch den Term $H_{\Delta}(z)X(-z)$ in (6.23) repräsentiert. Er ist gemäß (6.25) null, wenn $\hat{H}_o(z^2)$ und $\hat{H}_u(z^2)$ im dem Bereich übereinstimmen sind, wo die Bandpaßfunktion $S_{11}(z)S_{11}(-z)$ nicht verschwindet. Dies ist für ein reales LRMS-System mit Sicherheit nicht erfüllt. Genauer wollen wir $E(z)$ bei einem Viertel der Abtastkreisfrequenz ($\omega = \Omega/4$) untersuchen, da hier $|S_{11}(z)||S_{11}(-z)|$ wegen (6.15) den festen Wert $1/2$ besitzt. Hierfür gehen wir von stationärer Erregung aus. Gleichung (6.23) schreibt sich dann:

$$e[k] = H_{\Delta}(z) \cdot X e^{jk\omega T} + H_A(z) \cdot X e^{jk(\omega T - \pi)}, \quad k = \dots -1, 0, 1 \dots \quad (6.26)$$

(X ist eine komplexe Konstante.) Für $\omega = \Omega/4$ ist $z = e^{j\omega T} = j$, $z^2 = -1$, $H(z) = \alpha + j\beta$, $\hat{H}_{o,u}(z^2) = k_{o,u}$ (α , β und $k_{o,u}$ sind irgendwelche reelle Konstanten) und, wegen

$\hat{S}_{1,2}(z^2) = \pm 1$ (reelle Allpässe), $S_{11}(z) = \frac{1}{2}(\gamma_1 j + \gamma_2)$, $\gamma_1 = \pm 1$, $\gamma_2 = \pm 1$, $S_{11}^2(z) = \frac{1}{2}\gamma_1\gamma_2 j$ bzw. $S_{11}^2(-z) = -\frac{1}{2}\gamma_1\gamma_2 j$. Die Forderung $e[k] = 0$ führt dann auf

$$\frac{1}{2}j(\alpha + j\beta - k_o) - \frac{1}{2}j(\alpha + j\beta - k_u) + \frac{1}{2}\gamma_1\gamma_2(k_u - k_o) \cdot (-1)^k = 0. \quad (6.27)$$

Wegen dem Modulationsfaktor $(-1)^k$, der im Frequenzbereich der Spektrumsinversion $X(z) \rightarrow X(-z)$ entspricht, findet man keine Kompensatoreinstellung k_o und k_u mit der die Bedingung (6.27) zu erfüllen ist.

Es gibt nun mehrere Möglichkeiten für die Behandlung des Problems. In der folgenden Liste ist mit Alias-Gebiet der Durchlaßbereich der Bandpaßfunktion $S_{11}(z)S_{11}(-z)$ mit der Breite 2Δ gemeint, der in Bild 6.8 schematisiert als Dreieck dargestellt ist.

1. "In Kauf nehmen" des Fehlers, mit der Folge, daß der Echokompensator in der Umgebung der Teilbandgrenzen keine bzw. nur unzureichende Echodämpfung liefert. Neben der (hörbaren) Verschlechterung der Gesamtdämpfung, ist die Stabilität der Übertragungsschleife nicht gesichert.
2. "Herausschneiden" des Alias-Gebietes aus dem Nutz- und Echopfad gemäß Bild 6.9 unten mit Hilfe des hier sogenannten und weiter unten noch genauer spezifizierten Anti-Alias-Bandpasses ABP. Dies bedeutet aber, daß das zu übertragende Nutzsignal Lücken im Frequenzband aufweist.
3. "Herausschneiden" des Alias-Gebietes im "Adaptions"-Pfad gemäß Bild 6.10. Nachteile wie in Punkt 1; jedoch ist gewährleistet, daß der Adaptions-Algorithmus durch die Alias-Terme nicht gestört wird.
4. A posteriori Elimination (Subtraktion) des Alias-Terms $H_A(z)X(-z)$ (Alias-Signals $h_A[k] * x[k](-1)^k$). Wie schon erwähnt, erzeugt man eine Spektrumsinversion durch Modulation mit $(-1)^k$:

$$\begin{aligned} X(z) &\bullet \circ x[k], \\ X(-z) &\bullet \circ x[k] \cdot (-1)^k. \end{aligned} \quad (6.28)$$

Die Bandpaßfunktion $S_{11}(z)S_{11}(-z)$ in $H_A(z)$ könnte mit einem einfachen Equaliser, z.B. [65], approximiert werden. Es muß betont werden, das diese Aliasbefreiung mit einem erheblich höheren Aufwand bezahlt werden muß. (Man beachte, daß $H_A(z)$ mit der nächst höheren Abtastrate realisiert werden muß.)

5. Kompensation des Alias-Fehlers durch Verwendung von adaptiven Kreuztermen [31]: Anstatt der Berechnung der Schätzsignale in den Teilbändern gemäß ($L=2$, vgl. Bild 6.3)

$$\begin{bmatrix} \hat{Y}_o(z^2) \\ \hat{Y}_u(z^2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{H}_o(z^2) & 0 \\ 0 & \hat{H}_u(z^2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X'_o(z^2) \\ X'_u(z^2) \end{bmatrix}, \quad (6.29)$$

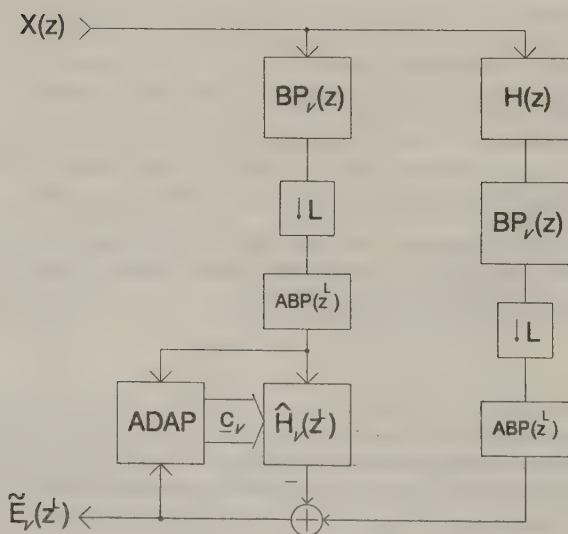
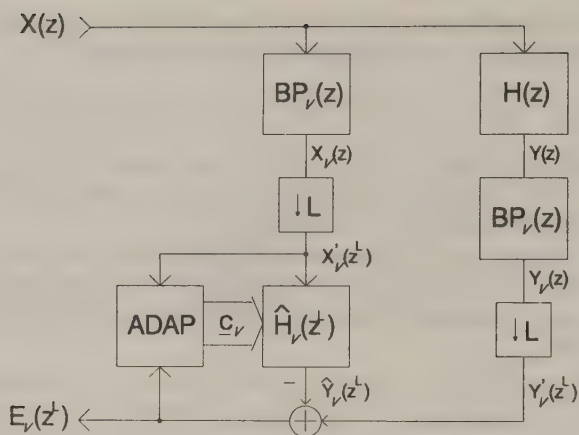


Bild 6.9: Echokompensation im ν -ten Teilband

Oben: Ausgangskonfiguration

Unten: Elimination des Alias-Fehlers im Nutz- und Echopfad mit Anti-Alias-Bandpaß ABP

Punkt 4 und 5 angesprochen Verfahren zurückgegriffen werden. In Kapitel 7 sind Ergebnisse aus Realzeit-Experimenten zu finden.

Die Energie der Alias-Terme im Fehler $E(z)$ hängt stark von der in Bild 6.8 angegebenen Breite Δ ab. Wichtig für die Dimensionierung der einzelnen QMF-Stufen ist auch die Kenntnis der notwendigen Sperrdämpfung a_s zur Erzielung der geforderten Echodämpfung. Ein grober Richtwert soll hier mittels Simulation gefunden werden. Basis ist das Netzwerk nach Bild 6.9 oben. Der Bandpaß $BP_\nu(z)$ ist für $L=8$ und $\nu=1$ ($\nu=0(1)L-1$) so dimensioniert, daß die Übergangsbereiche voll im Teilband liegen. Bild 6.12b,d im nächsten Abschnitt (Seite 82) zeigt das erzielbare Teilband-*ERLE* (eingeschwungener Zustand) für zwei verschiedene Echokanäle (Bild 6.12a,c) und 7 verschiedene Sperrdämpfungen a_s . Bei der hier verwendeten 32 bit Gleitkomma-Arithmetik, erhält man im ersten Beispiel für $a_s > 60$ dB und im zweiten für $a_s > 70$ dB keine weitere Verbesserung im Teilband-*ERLE*. Diese Ergebnisse besitzen natürlich keine Allgemeingültigkeit; für die Festsetzung eines Richtwertes sollen sie jedoch genügen. Für eine sichere Dimensionierung wird für das Folgende eine Sperrdämpfung von $a_s > 60$ dB vorausgesetzt.

Zuletzt soll die Dimensionierung der einzelnen QMF-Stufen und des genannten Anti-Alias-Bandpasses (ABP) für $L > 2$, bei Vorgabe des durch die endlich steilen Übergangsbereiche der QMF-Stufen erzeugten Alias-Gebietes der Breite Δ , angegeben werden. Wie schon in Kapitel 6.2.1 erwähnt, wird das Spektrum der Hochpaßsignale in den QMF-Stufen durch die Abtastratenerniedrigung um den Faktor 2 invertiert in das Basisband transformiert. Dies bedeutet, daß bei Kaskadierung mehrerer Stufen das eben genannte Aliasgebiet nicht nur an der Grenze zur halben Abtastfrequenz auftaucht, sondern auch in gleicher Weise an der Grenze zur Frequenz Null. Die Elimination dieser Alias-Gebiete wird sinnvollerweise einmalig nach der letzten Stufe mittels eines Bandpasses durchgeführt. Setzen wir auch hier die in Kapitel 6.2.2 geforderte Symmetrie voraus und ist Δ_{max} die maximal zulässige Breite der Alias-Gebiete, kann die Dimensionierungsvorschrift für die Breite des Übergangsbereiches der Stufen 1 bis $l=ld(L)$ wie folgt angegeben werden:

$$\Delta_{max} = \Delta_l \geq \Delta_{l-1} \dots \geq \Delta_1. \quad (6.31)$$

Zu beachten ist, daß die den QMF-Stufen entsprechenden bireziproken Brücken-WDF mit den Abtastraten $F_{s,i} = F_{s,i-1}/2$ ($i=2(1)l$ und $F_{s,1} = F_s$) entworfen werden müssen.

Durch die vorliegende Symmetrie ist der ABP aufwandsgünstig zu verwirklichen. Hierfür gehen wir von der in Bild 6.11 oben schematisiert dargestellten Hochpaßfunktion S_{12} der letzten QMF-Stufe aus. Um die Abbildung nicht zu überladen, steht dort Δ für $\Delta_{max} = \Delta_l$ und F für $2F_{s,l} = F_s 2^{l-1}$ (Abtastrate vor Abtastratenerniedrigung). Die unterbrochen gezeichneten Teile der Frequenzverläufe zeigen die Periodizität an. Der Verlauf des ABP wird entsprechend Bild 6.11 mitte zunächst mittels des Hochpasses *HP* approximiert, der bei einer Betriebsrate von

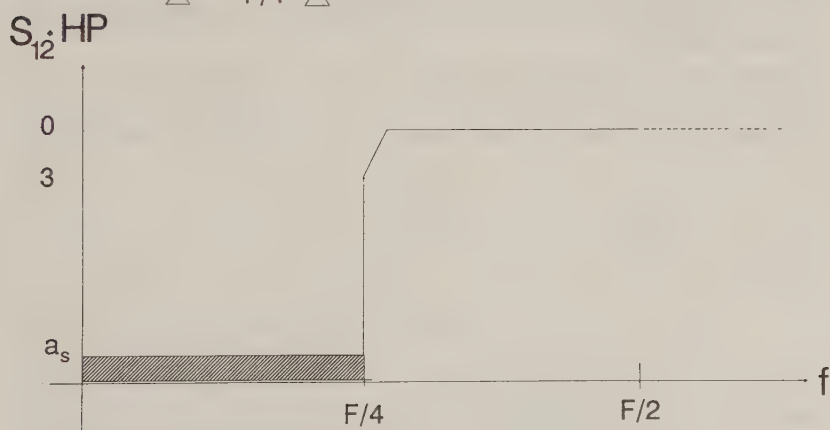
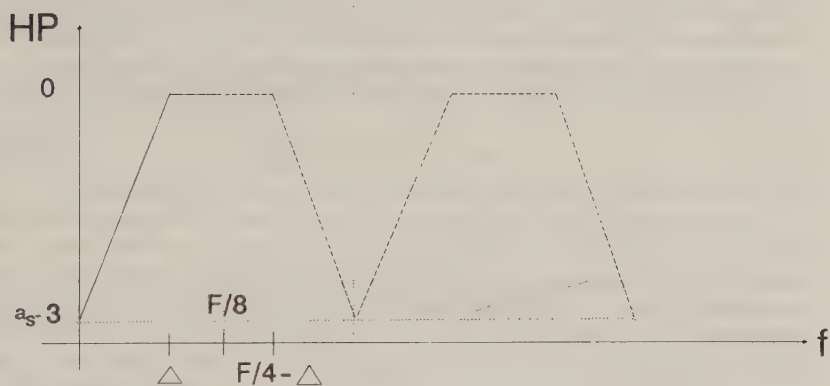
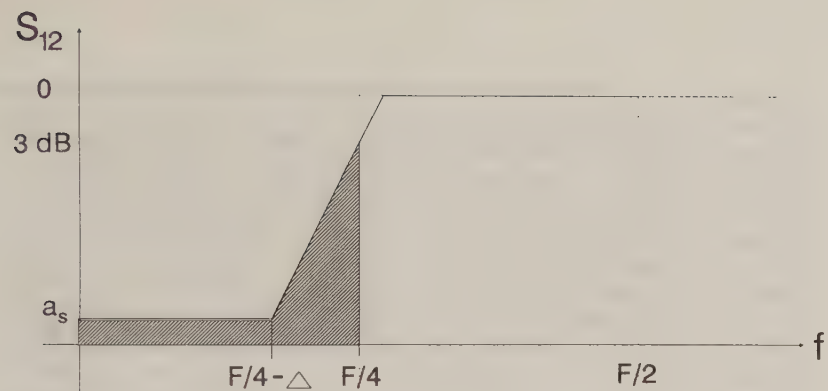


Bild 6.11: Entwurf des Anti-Alias-Bandpasses

$F/4$ arbeitet. Die periodische Fortsetzung zeigt den gewünschten Bandpaßverlauf. Realisiert wird der Hochpaß mit Brücken-WDF²⁸ (nicht bireziprok). Die Kaskadierung (Multiplikation) der Funktionen S_{12} und HP muß dann den Frequenzverlauf nach Bild 6.11 unten ergeben. Die Realisierung des Bandpasses aus dem Hochpaß wird durch den Betrieb bei der doppelten Abtastrate und gleichzeitiger Hochpaß/Bandpaß-Transformation $z \rightarrow z^2$ erreicht. Die Verdopplung der Rate führt bei der Ausgangsrate von $F/4$ zu der untersten Rate $F_{s,l} = F_s 2^{-l}$ in der Filterbank und zu einer Streckung des Frequenzverlauf um den Faktor 2. Die Transformation $z \rightarrow z^2$ (ersetze T durch $2T$) macht die Streckung wieder rückgängig.

Für die geforderten $a_s \approx 60$ dB haben sich Hochpässe dritten bis fünften Grades als ausreichend erwiesen. (Der entsprechende Bandpaß hat dann sechsten bis zehnten Grad.) Pro Grad benötigt man einen Adaptor. Nehmen wir wieder die Realisierung im Anhang A2 und berücksichtigen noch, daß das "Umspeichern" der $2T$ -Verzögerer (z^{-2}) einen weiteren Schritt benötigt, kann der Rechenaufwand $Z_{A,S}$ nach (6.20) für den verwendeten Signalprozessor [79] folgendermaßen modifiziert werden:

$$Z_{A,S,B} = Z_{A,S} + 11 \cdot G_{HP}. \quad (6.32)$$

Der Index B steht für Bandpaß und G_{HP} für den Grad des Hochpasses.

Wichtig ist noch, daß die Lösung nach Punkt 3 bzw. Bild 6.10, bei Verwendung von ATF als Teilband-Kompensatoren, die Verdopplung des Speicherumfanges (für die Kompensatoren) erfordert, da die Verzögerungskette wegen der Bandpaßfilterung ein weiteres Mal aufgebaut werden muß. (Nach Gleichung (4.10) sind bei ATF die Gradienten implizit in der Verzögerungskette (Zustandsvariablen) enthalten. In Bild 6.10 sind vor dem Adaptionsblock die ABP angeordnet, so daß nicht die ungefilterten Zustandsvariablen von $\tilde{H}_L(z^L)$ als Gradienten genommen werden können.)

²⁸Es sei an die in Kap. 6.2.1 angegebene Entwurfsunterstützung erinnert.

6.3.2 Der Teilband-Kompensator

Erinnern wir uns an die Aussagen in Kapitel 2: Die digitale Nachbildung analoger Übertragungsstrecken, die nicht auf die halbe Abtastfrequenz bandbegrenzt sind, führt trotz entsprechend bandbegrenzter analoger Quelle zu einem nichtkausalen digitalen System. Betrachten wir die hier vorliegende digitale Kompensation in Frequenzteilbändern – für ein Teilband zeigt dies Bild 6.9 oben – fallen Gemeinsamkeiten auf. Erstens ist die Quelle $X_\nu(z)$ bandbegrenzt und zweitens muß der Kompensator ebenfalls nur einen Ausschnitt der LRMS-Übertragungsfunktion nachbilden. In der Tat, die Einführung von Totzeit in den Echopfad ergibt wie bei den Beispielen aus Kapitel 2 eine Verbesserung der Ergebnisse. Dieses Resultat sagt, daß bei der Nachbildung analoger oder digitaler Übertragungsstrecken die Teilbandkompensatoren nichtkausal sein müssen.

Die folgende quantitative Erfassung des beschriebenen Effekts ist, was die Beschreibung im Frequenzbereich betrifft, schon von Kellermann 1988 [43] in vergleichbarer Form publiziert.

Referenz für unsere Ableitung ist Bild 6.9 oben, das die Kompensation im ν -ten Teilband ($\nu=0(1)L-1$) zeigt. Die Bedingung für Systemidentifikation im ν -ten Teilband lautet:

$$E_\nu(z^L) = Y'_\nu(z^L) - \hat{Y}_\nu(z^L) \equiv 0. \quad (6.33)$$

Sind $H(z)$ und $\hat{H}_\nu(z)$ konstante und lineare Systeme, findet man bei Anwendung der Gleichungen (6.8) bis (6.11) die zu (6.33) äquivalente Beziehung

$$\hat{H}_\nu(z^L) \sum_{\mu=0}^{L-1} BP_\nu(z\rho^\mu)X(z\rho^\mu) = \sum_{\mu=0}^{L-1} BP_\nu(z\rho^\mu)H(z\rho^\mu)X(z\rho^\mu), \quad \rho = e^{j2\pi/L}. \quad (6.34)$$

Ziel ist nun die Berechnung von $\hat{H}_\nu(z^L)$. Hilfreich ist die Kenntnis, daß die Abtastratenreduktion um den Faktor L nur dann ohne Alias-Fehler möglich ist, wenn die Bandpaßfunktionen $BP_\nu(z)$ für $|z|=1$, was im folgenden gelten soll, die Spezifikation

$$BP_\nu(z = e^{j\omega T}) = \begin{cases} \text{beliebig} & \text{für } \nu \frac{\Omega}{2L} + \lambda\Omega < |\omega| < (\nu+1)\frac{\Omega}{2L} + \lambda\Omega \\ & \lambda \in \mathbb{Z} \text{ und } \nu = 0(1)L-1 \\ \simeq 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (6.35)$$

erfüllen, also nicht überlappend (orthogonal) sind:

$$BP_l(z) \cdot BP_m(z) \simeq 0 \quad \text{für } l \neq m, \quad l, m = 0(1)L-1. \quad (6.36)$$

Bei reellen Frequenzen ist $z\rho^\mu = e^{j(\omega T + 2\pi\mu/L)} = e^{j(\omega + \Omega\mu/L)T}$, d.h., die Substitution $z \rightarrow z\rho^\mu$ bewirkt eine Frequenzverschiebung um $\omega = \mu\Omega/L$. Da $\Omega/2L$ die Breite des Durchlaßbereichs ist, ist auch

$$BP_\nu(z\rho^l) \cdot BP_\nu(z\rho^m) \simeq 0 \quad \text{für } l \neq m, \quad \nu, l, m = 0(1)L-1. \quad (6.37)$$

Wegen der Ausblendeigenschaft (6.37) impliziert (6.34) die Lösung

$$\hat{H}_\nu(z^L)BP_\nu(z\rho^\mu)X(z\rho^\mu) \simeq BP_\nu(z\rho^\mu)H(z\rho^\mu)X(z\rho^\mu) \quad \forall \mu, \nu \quad (6.38)$$

bzw.

$$\hat{H}_\nu(z^L)BP_\nu(z\rho^\mu) \simeq BP_\nu(z\rho^\mu)H(z\rho^\mu) \quad \forall \nu, \mu \text{ und } \forall z \text{ wo } X(z\rho^\mu) \neq 0, \quad (6.39)$$

denn für ein gegebenes z ist immer nur einer der Terme $BP_\nu(z\rho^\mu) \neq 0$. Falls also für gegebenes z und μ $BP_\nu(z\rho^\mu) = 0$ gilt, so stimmt (6.39) mit Sicherheit; ist jedoch $BP_\nu(z\rho^\mu) \neq 0$, so verschwinden alle anderen Terme in der Summe in (6.34), so daß (6.39) auch dann stimmt.

Vertauschen wir nun die Reihenfolge von $BP_\nu(z)$ und $H(z)$, was bei der hier vorausgesetzten Konstanz von $H(z)$ erlaubt ist ($BP_\nu(z)$ ist konstant, $H(z)$ i.a. nicht), können wir (6.39) auch folgendermaßen hinschreiben:

$$\hat{H}_\nu(z^L) \simeq H(z\rho^\mu) \quad \forall \nu, \mu \text{ und } \forall z \text{ wo } X_\nu(z\rho^\mu) \neq 0. \quad (6.40)$$

Dabei ist

$$X_\nu(z\rho^\mu) = BP_\nu(z\rho^\mu)X(z\rho^\mu). \quad (6.41)$$

Definieren wir die Fensterfunktion (idealer Bandpaß)

$$\widetilde{BP}_\nu(e^{j\omega T}) = \begin{cases} 1 & \text{für } \nu \frac{\Omega}{2L} + \lambda \Omega < |\omega| < (\nu+1) \frac{\Omega}{2L} + \lambda \Omega \\ & \lambda \in \mathbb{Z} \text{ und } \nu = 0(1)L-1 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}, \quad (6.42)$$

kann (6.40) unter der Bedingung, daß $X_\nu(e^{j\omega T})$ in dem Fenster (6.42) nicht null ist, auch in der Form

$$\hat{H}_\nu(z^L) \widetilde{BP}_\nu(z\rho^\mu) \simeq H(z\rho^\mu) \widetilde{BP}_\nu(z\rho^\mu) \quad \forall z, \mu, \nu \quad (6.43)$$

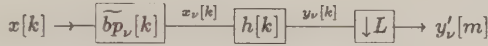
dargestellt werden.

Summiert man (6.43) für alle μ auf, so ist, wegen $\sum_{\mu=0}^{L-1} \widetilde{BP}_\nu(z\rho^\mu) = 1$,

$$\hat{H}_\nu(z^L) \simeq \sum_{\mu=0}^{L-1} H(z\rho^\mu) \widetilde{BP}_\nu(z\rho^\mu). \quad (6.44)$$

Bestätigung findet das Ergebnis (6.44) in Simulationen. Hierfür benötigen wir die Impulsantwort des Teilbandkompensators. Diese erhält man durch Rücktransformation von (6.44) oder durch direkte Berechnung im Zeitbereich. Wir wählen hier die zweite Möglichkeit.

Der Echopfad hat gemäß Bild 6.9, nach der oben erwähnten Vertauschung, folgende Gestalt



Für $x[k]=\delta[k]$ (Erregung mit Einheitsimpuls) ist

$$\begin{aligned} x_\nu[k] &= \widetilde{b}_{p_\nu}[k], \\ y_\nu[k] &= \sum_{n=0}^{\infty} h[n] \widetilde{b}_{p_\nu}[k-n], \\ y'_\nu[m] &= y_\nu[Lm] = \sum_{n=0}^{\infty} h[n] \widetilde{b}_{p_\nu}[Lm-n]. \end{aligned} \quad (6.45)$$

Gleiches gilt für den Kompensator-Pfad:



$$\begin{aligned} x_\nu[k] &= \widetilde{b}_{p_\nu}[k], \\ x'_\nu[m] &= x_\nu[Lm] = \widetilde{b}_{p_\nu}[Lm], \\ \hat{y}_\nu[m] &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \hat{h}_\nu[n] x'_\nu[m-n] = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \hat{h}_\nu[n] \widetilde{b}_{p_\nu}[L(m-n)]. \end{aligned} \quad (6.46)$$

Wegen der Korrespondenz (siehe Anhang A4)

$$\widetilde{BP}_\nu(z) \bullet \circ \widetilde{b}_{p_\nu}[k] = \frac{1}{L} \cos\left(\pi \frac{\nu + \frac{1}{2}}{L} k\right) \text{si}\left(\pi \frac{k}{2L}\right) \quad (6.47)$$

und daraus

$$\widetilde{b}_{p_\nu}[L(m-n)] = \begin{cases} 1/L & \text{für } m=n \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}, \quad (6.48)$$

das heißt

$$\hat{y}_\nu[m] = \frac{1}{L} \hat{h}_\nu[m] \quad (6.49)$$

bzw.

$$\hat{h}_\nu[m] = L \hat{y}_\nu[m], \quad (6.50)$$

ergibt sich aus $\hat{y}_\nu[m] \stackrel{!}{=} y'_\nu[m]$ (vgl. (6.33))

$$\hat{H}_\nu(z^L) \bullet \circ \hat{h}_\nu[m] = L \sum_{n=0}^{\infty} h[n] \widetilde{b}_{p_\nu}[Lm-n]. \quad (6.51)$$

Da $h[k]$ kausal ist, beginnen die Summen in (6.45) und (6.51) mit $n=0$.

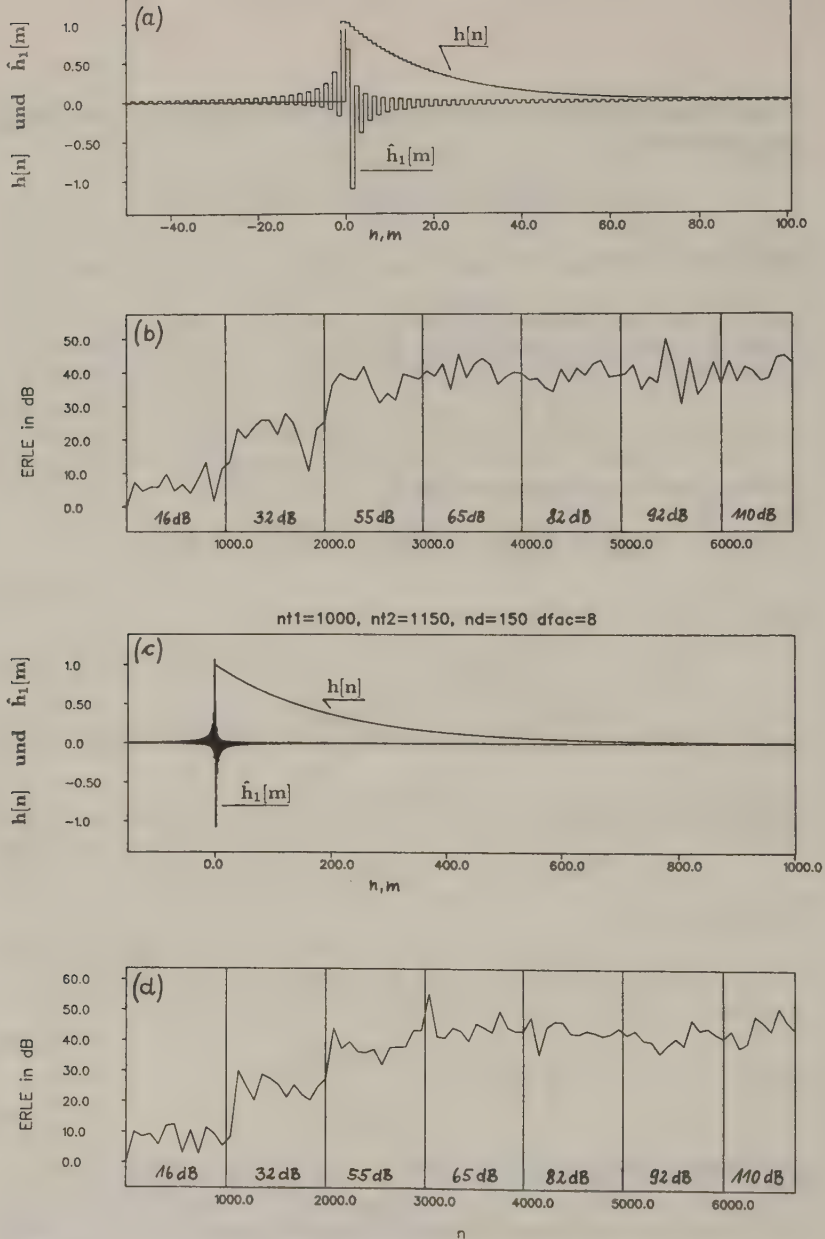


Bild 6.12: Impulsantworten des Kanals $h[n]$ und des Teilbandkompensators $\hat{h}_\nu[m]$. ERLE für verschiedene Bandpaß-Sperrdämpfungen a_s . ($L=8, \nu=1, a_s=16, 32, 55, 65, 82, 92, 110$ dB)

Die Bilder 6.12a,c zeigen für $L=8$ die nach (6.51) berechneten Impulsantworten $\hat{h}_1[m]$ des Kompensators im zweiten Teilband ($\nu=1$) für zwei beispielhafte Impulsantworten $h[n]$ (exponentiell abklingende Folge) des nachzubildenden Systems $H(z)$. In den Bildern 6.12b,d sind die entsprechenden Teilband-*ERLE* für verschiedene Sperrdämpfungen des Bandpasses $BP_\nu(z)$ abgebildet (Diskussion siehe Kapitel 6.3.1). Interessant ist, daß bei Simulationen mit ATF, im Rahmen der vorliegenden Genauigkeit und bei ausreichender Sperrdämpfung von $BP_\nu(z)$, die selben Ergebnisse erhalten werden. Die Richtigkeit der Beziehungen (6.44) und (6.51) ist hiermit bestätigt.

Zwei Besonderheiten fallen hier auf. Erstens: Der nichtkausale Teil der Teilband-Impulsantworten besitzt nahezu die gleiche "Länge" wie der kausale Teil. Der Aufwandsgewinn gegenüber dem Vollband-Ansatz wird dadurch entsprechend kleiner. Hier stellt sich die Frage, ob die Applikation die für die Realisierung notwendige Totzeit zuläßt. Zweitens: Das Verhältnis N/N_ν steigt mit wachsendem N . (N ist die "Länge" der Vollband-Impulsantwort und N_ν diejenige im Teilband.) Die Annahme $N=LN_\nu$ ($N/N_\nu=\text{konst.}$ bei konstantem L) in Kapitel 6.1 zur Berechnung des Aufwandsgewinns ist demnach eine sehr grobe Näherung.

In Kapitel 7 wird für unsere Aufgabe (Realisierung eines Freisprech-Telephons) die Problematik nochmals diskutiert.

6.3.3 Gruppenlaufzeitverzerrungen

Bei der vorliegenden Konfiguration liegen die Analyse-/Synthese-Filter im Übertragungspfad des Nutzsymbols $n(t)$ bzw. $n[k]$ (s. Bild 1.1 bzw. Bild 4.1). Zwar ist die Übertragung frei von Alias-Fehlern, da nach Bild 6.1 Analyse und Synthese über die Teilband-Subtrahierer durchverbunden sind und dadurch die Gesamtübertragungsfunktion gemäß (6.18) eine Allpaßfunktion ist –, die Qualität des Nutzsymbols wird jedoch durch die Gruppenlaufzeitverzerrungen (GLV) an den Teilbandgrenzen verschlechtert. Im Gegensatz zu "normaler" Filterung (Tiefpaß Hochpaß etc.) stören hier die GLV besonders, da sie mitten im Nutzband auftreten. Desweiteren muß die in Kapitel 6.3.2 genannte Totzeit zur (Quasi-) Realisierung der nichtkausalen Teilbandkompensatoren in diesen Pfad eingefügt werden²⁹. Die gesamte Gruppenlaufzeit ist dann:

$$\tau(\omega) = \tau_v(\omega) + \tau_{tot}. \quad (6.52)$$

$\tau_v(\omega)$ kennzeichnet den frequenzabhängigen Teil von $\tau(\omega)$ und damit die oben gemeinten GLV oder anders ausgedrückt, $\tau_v(\omega)$ ist die um die Tot- oder Grundlaufzeit τ_{tot} bereinigte Gruppenlaufzeit.

²⁹Diese Totzeit könnte auch vor dem Lautsprecher angebracht werden, was allerdings zusätzlichen Aufwand im Analogteil bedeutet

REF LEVEL 0.000dBm /DIV 10.000dB MARKER 960.000Hz
 0.000dBm 10.000dB MAG (A) -10.072dBm

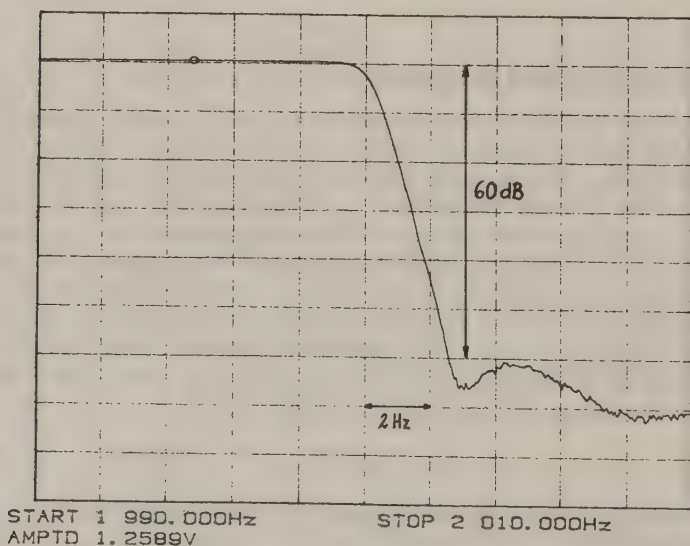
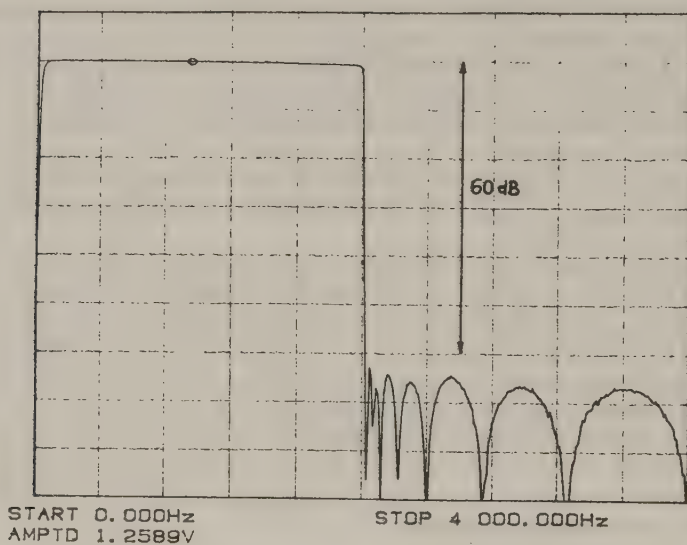
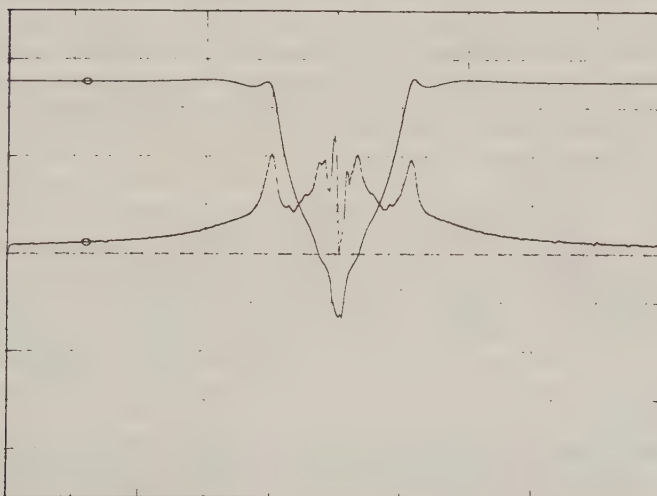
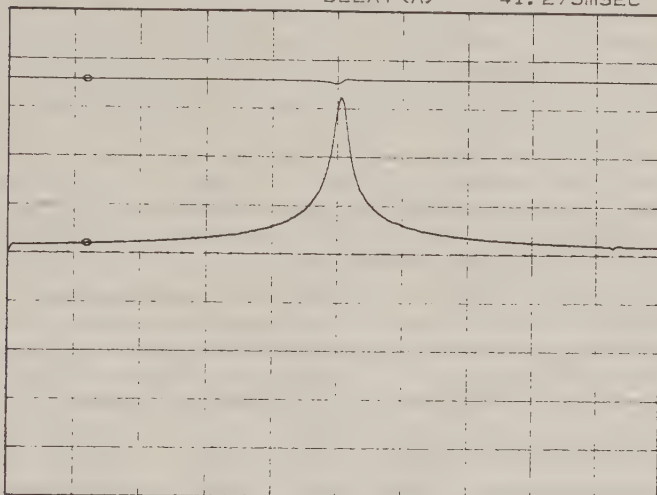


Bild 6.13: Betragsgang der ersten Stufe ohne Abtastratenreduktion realisiert mit bireziprotem Brücken-WDF 25. Grades bei 16 bit Wortlänge der Koeffizienten

REF LEVEL 0.000dBm /DIV 10.000dB MARKER 1 977.200Hz
 0.000dBm 200.00mSEC MAG (A) -14.135dBm
 0.0SEC DELAY (A) 41.275mSEC



START 1 970.000Hz
 AMPTD 1.2589V

STOP 2 030.000Hz

Bild 6.14: Verlauf von Betrag und Gruppenlaufzeit im Pfad des Nutzsignals
 oben ohne und unten mit Anti-Alias-Bandpaß

Bei allpaßfreien (minimalphasigen) Systemen treten GLV – vereinfacht gesagt – immer in der Umgebung von Änderungen im Betragsgang auf. Je steiler die Änderungen, desto größer sind die GLV. Dagegen besitzen (nichtminimalphasige) TF mit symmetrischer oder antisymmetrischer Impulsantwort exakt lineare Phase bzw. konstante Gruppenlaufzeit (Totzeit), z.B. [60]. Ist $N-1$ die Ordnung des TF, dann ist $\tau_{TF} = \tau_{TF, tot} = \frac{N-1}{2}$. Die Realisierung von steilen Filtern, so wie wir sie hier benötigen, erfordert sehr große N . Für möglichst kleine Alias-Fehler müssen die QMF steile Filtercharakteristik besitzen. Dies ist mit TF nur mit entsprechend hohem Aufwand (N) möglich. Nehmen wir die Dimensionierung aus Kapitel 7 (in der ersten Stufe bireziproke Brücken-WDF mit Grad 25, die einen Übergangsbereich von $\Delta=2.5$ Hz Breite bei 60 dB Sperrdämpfung, 0.5 dB Welligkeit im Durchlaßbereich, 16 bit Wortlänge der Koeffizienten und 8 kHz Abtastfrequenz realisieren, s. Bild 6.13), so zeigt sich bei Anwendung des Programms von McClellan, Parks und Rabiner für den Entwurf linearphasiger TF [55], daß diese Anforderung, im Rahmen der numerischen Genauigkeiten, mit linearphasigen TF realistischer Ordnung nicht zu erfüllen ist. Ein Testlauf mit der Vorgabe $N=1001$ und $\Delta=8$ Hz liefert nach ca. 4000 CPU-Sekunden (BS2000 Großrechner!) einen Frequenzverlauf (Gleitkommandarstellung!), der ca. ± 0.13 dB Welligkeit im Durchlaßbereich und eine Dämpfung ≥ 46 dB im Sperrbereich besitzt. Zum Vergleich: das oben angegebene WDF ist mit FALCON in 1 Sekunde berechnet.

Sinnvoll kann der Einsatz von linearphasigen TF in Polyphasen-Filterbänken sein, bei denen der Abtastratenreduktionsfaktor R kleiner als die Kanalzahl L gewählt werden kann, und dadurch keine so hohen Anforderungen an die Filtersteilheit gestellt werden müssen, s. [43]. Hier ist aber zu beachten, daß in den Übergangsbereichen nur unzureichende Echodämpfung erzielt wird und der Aufwandsgewinn, wegen $R < L$, kleiner ist.

In Bild 6.14 ist für die oben genannte Dimensionierung der mit einem Netzwerk-Analysator aufgenommene Verlauf von Betrag und Gruppenlaufzeit der Filterbank ($L=8$) abgebildet. Der ausgewählte Frequenzbereich zeigt die von der ersten Stufe (Bild 6.13) realisierte Teilbandgrenze. Wegen (6.31) besitzt die erste Stufe die höchste Filtersteilheit und verursacht somit die stärksten GLV. Die GLV in Bild 6.14 oben sind beachtlich: Bis zu 0.6 sek! Obwohl der Frequenzbereich sehr schmal ist, führen sie zu einer hörbaren Verzerrung der zu übertragenden Sprachsignale³⁰.

Vermindert wird dieser Eindruck, wenn die verzerrten Frequenzbereiche mit dem Anti-Alias-Bandpaß (ABP) aus Kapitel 6.3.1 herausgeschnitten werden. Bild 6.14 unten zeigt für diesen Fall Betrag der Übertragungsfunktion und die Gruppenlaufzeit. Wegen der starken Dämpfung im Sperrbereich ist die Grup-

³⁰Zur Charakterisierung von Signalverzerrungen bzw. der Qualität von (Sprach-, Musik-) Signalen existieren keine objektiven Beschreibungsgrößen. In Analogie zur Beschreibung bzw. Unterscheidung von Weinen, kann man – ein "trockenes" Sprachsignal am Eingang der Filterbank vorausgesetzt – das Signal am Ausgang als "fruchtig" bezeichnen. Sinnvoller ist natürlich im Zusammenhang mit GLV die Bezeichnung "hallig".

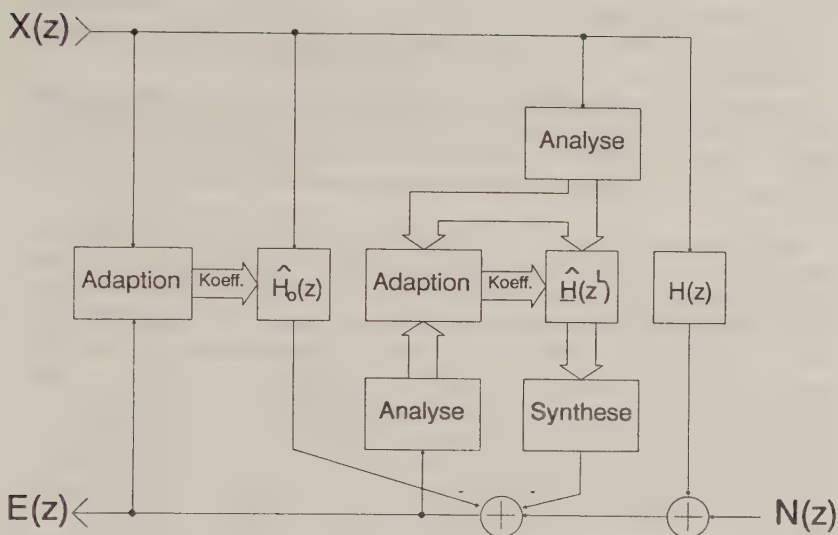


Bild 6.15: Konfiguration der Filterbank ohne Störung des Nutzsignals $n[k]$

penlaufzeit dort indifferent. Die GLV, nun an den Bandgrenzen des ABP, sind geringer. Die schmalen Bandlücken von ca. 14 Hz ($L=8$) sind beim A/B-Vergleich fast nicht hörbar.

Es soll noch angemerkt werden, daß die vorliegende Filterbank, was die Filtersteilheit und die erzielten Sperrdämpfungen betrifft, wohl überdimensioniert ist. Sie ist hier so gewählt, um Fehler durch Alias auszuschließen. Für eine spätere Realisierung ist eine Optimierung durchzuführen. Beispielsweise ist zu untersuchen, inwiefern ein weniger steiler ABP mit geringeren GLV, aber größerer Bandlücke, den subjektiven Spracheindruck verändert. Das heißt, es ist das Optimum zwischen Bandlücke und GLV zu suchen.

Eine weitere Maßnahme zur Verminderung der GLV ist die Entzerrung mit nachgeschalteten Allpaßgliedern. Da nur positive Gruppenlaufzeiten realisiert werden können, ist nach der Entzerrung die Grundlaufzeit gleich der maximalen Gruppenlaufzeit vor der Entzerrung [90]. Im vorliegenden Beispiel also sicherlich nicht tragbar.

Die attraktivste Lösung, die wir hier aber nicht weiter vertiefen, ist der Entwurf der rekursiven QMF bei gleichzeitiger Optimierung von Betrag und Gruppenlaufzeit. Es sind dann im Vergleich zu linearphasigen TF wesentlich geringere Grundlaufzeiten, bei gleichen Anforderung an den Betragsgang, möglich. Hier-

für sind jedoch weitere Freiheitsgrade notwendig. Im Fall der hier eingesetzten bireziproken Brücken-WDF erhält man diese, wenn die kaskadierten Allpässe 1. Ordnung durch solche 2. Ordnung ersetzt werden, [25].

Bei Akzeptanz der Bandlücken an den Teilbandgrenzen, ist auch eine Gruppenlaufzeitentzerrung durch die Optimierung des kaskadierten Anti-Alias-Bandpasses gegeben, wobei hier noch der Gruppenlaufzeitverlauf der QMF-Stufen in den nicht herausgeschnittenen Bereichen mitberücksichtigt werden sollte.

Zuletzt soll noch – unter Annahme (nahezu) konstanter Gruppenlaufzeit der Filterbank – eine zu Bild 6.1 verschiedene Konfiguration diskutiert werden (siehe [6], [73]: Filterbank realisiert mit FFT). Sie ist in Bild 6.15 angegeben. Das besondere Merkmal ist die unverzögerte Übertragung des Nutzsignals $n[k]$. Das adaptive Filter $\hat{H}_0(z)$ realisiert, wegen der Verzögerung der Filterbank, den von den Teilband-Kompensatoren $\hat{H}(z^L)$ nicht nachbildbaren Teil der LRMS-Impulsantwort. Die Einsatzfähigkeit wird jedoch durch die verzögerte Bereitstellung der Teilbandfehler $e_\nu[m]$ zur Adaption der Teilbandkompensatoren eingeschränkt³¹, da die Adaptionvorschrift (4.35) zu verwenden ist und dies entsprechend (4.36) eine Verlangsamung der Konvergenz bedeutet. (Man beachte, daß im Teilbandfall $N \gg n_v$ nicht erfüllt und für Sprachsignale $\alpha > 1$ ist.)

Wird die unverzögerte Übertragung von $n[k]$ gefordert, ist, wegen der geringeren Grundlaufzeit, die oben genannte Realisierung mit laufzeitentzerrten WDF der mit linearphasigen TF oder Block-FFT vorzuziehen.

Nicht vergessen darf man, daß bei beiden Konfigurationen (Bild 6.1 und Bild 6.15) die nichtkausalen Teilband-Kompensatoren nur durch Totzeit im Echopfad verwirklicht werden können. In Kapitel 7 wird der Einfluß dieser Totzeit genauer untersucht.

³¹bei Verwendung von linearphasigen TF oder Block-FFT weisen die Analyse- bzw. Syntheseblöcke große Totzeiten auf. Entsprechend werden die Teilbandfehler $e_\nu[m]$ durch die Filterung des Gesamtfehlers $e[k]$ im Analyseblock verzögert dem Adaptionsblock zugeführt

7 Direkter experimenteller Vergleich von Teilband- und Vollband-Ansatz

Aufgabe dieses Kapitels ist die Beurteilung der Teilband- und Vollband-Verfahren im Realzeit-Experiment nach folgenden Kriterien:

1. Erzielbare Echounterdrückung
2. Konvergenzgeschwindigkeit
3. Stabilität der Adaption
4. Realisierungsaufwand

Die Realzeit-Experimente werden mit folgender Konfiguration durchgeführt. Es gelten die Signalnamen aus Bild 1.1 (analog) bzw. Bild 4.1 (digital):

- Die Quelle $x(t)$ ist entweder ein bandbegrenzter (40 dB bei 4 kHz) Rauschgenerator, der von 0 Hz bis ca. 3.2 kHz ein nahezu weißes Spektrum besitzt, oder natürliche Sprache, abgespielt von einem Kassettengerät. Zwei verschiedene Sprachproben werden verwendet. Sprachprobe 1: Männlicher Sprecher (langsam und deutlich). Sprachprobe 2: Weiblicher Sprecher, mit Kindergesang und Musik im Hintergrund.
- Das Lautsprecher-Raum-Mikrophon-System (LRMS) ist das in Kapitel 1.1 beschriebene.
- Zur Begrenzung des Aliasfehlers werden das Referenzsignal $x(t)$ und das Mikrophonsignal $y_n(t)=y(t)+n(t)$ tiefpaßgefiltert (Grenzfrequenz 3.4 kHz). Im Experiment ist $n(t)=0$, wenn man von den Geräuschen im Labor (Gerätelüfter etc.) absieht.
- Die Analog-/Digital- bzw. Digital-/Analog-Umsetzer (ADU bzw. DAU) haben 12 bit Auflösung und arbeiten bei $F_s=8\text{ kHz}$ Abtastrate. Die Eingangssignale der ADU $x(t)$ und $y_n(t)$ werden so angesteuert, daß ihre Spitzenwerte ca. 6 dB unter der maximal darstellbaren Amplitude der ADU (10 V) liegen. Nach der AD-Umsetzung werden nochmals x um 4 dB und y_n um 6 dB gedämpft. Demnach sind, bezogen auf Vollaussteuerung, die Spitzenwerte von x um 10 dB und die von y_n um 12 dB gedämpft.
- Die digitalen Signale $x[k]$ und $y_n[k]$ werden vor der Weiterverarbeitung bandpaßgefiltert. (Durchlaßbereich 300-3700 Hz, Sperrdämpfung ca. 40 dB; realisiert mit Brücken-WDF-Hochpaß 3. Grades und Hochpaß/Bandpaß-Transformation $z \rightarrow z^2$.)
- Die spektrale Auswertung von Signalen erfolgt nach DA-Umsetzung ohne Bandbegrenzung mit einem Netzwerk-Analysator der Fa. Hewlett-Packard. Dynamische *ERLE*-Messungen werden entsprechend (2.32) mit $M=L=100$ und Ersatz von $y_a(kT)$ durch $y_n[k]$ digital ausgeführt. Sonstige (konstante)

ERLE-Werte werden gemäß (2.33) mit $M=L=100$, $N_0=160$ und $N=200$ bestimmt.

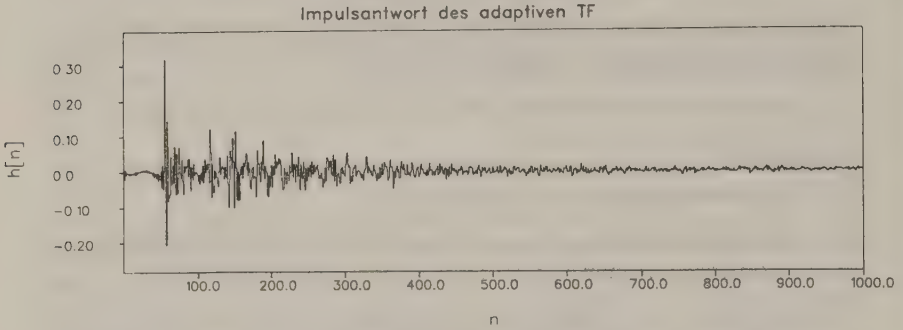


Bild 7.1: Impulsantwort des LRMS, nachgebildet mit adaptivem Transversalfilter

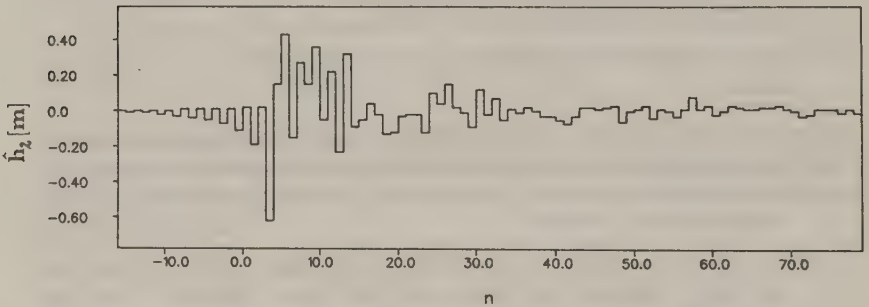


Bild 7.2: Impulsantwort des Teilbandkompensators im Band 1000-1500 Hz

Die adaptiven (Teilband-) Echokompensatoren sind ausschließlich adaptive Transversalfilter in Direktform (ATF). Ist N die Anzahl der Koeffizienten, so ist $N-1$ die Ordnung des TF. Der Einfachheit halber wird im folgenden die Filterordnung mit N abgekürzt. Das TF wird nach (5.4) berechnet und die Adaption der Koeffizienten erfolgt gemäß (4.10) bzw. (5.14); im Vollband jedoch verzögert entsprechend (4.33) mit $n_v=3$. Der Schrittweitenfaktor μ wird nach (4.11) berechnet, wobei $\|x[k]\|^2$ gemäß (5.6) realisiert wird. Der resultierende Faktor γ ist 0.32 im Vollband und 0.5 im Teilband. Die Wortbreite ist 16 bit für Daten und Koeffizienten. Die Filterbank besitzt die Konfiguration nach Bild 6.1 und ist entsprechend Bild 6.6 mit $L=8$ Kanälen aufgebaut. Die Übergangsbereiche der QMF-Stufen sind $\Delta_{\text{max}} \approx 5$ Hz breit. Die Alias-Gebiete an den Teilbandgrenzen haben demnach eine Breite von ca. 10 Hz. Der Alias-Fehler in den übrigen Gebieten ist

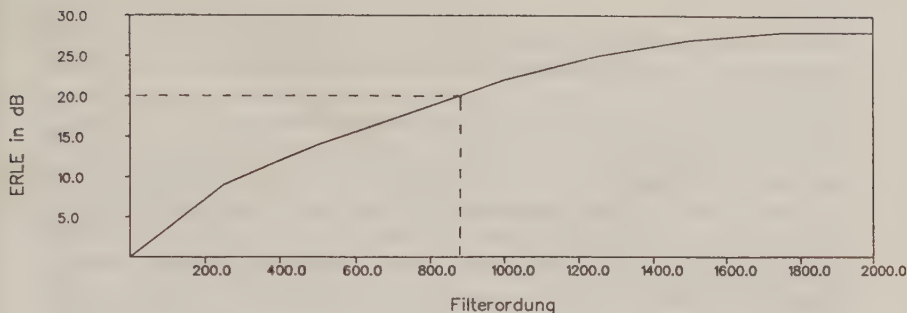


Bild 7.3: Erzielbare Echounterdrückung beim Vollbandverfahren in Abhängigkeit von der Filterordnung N

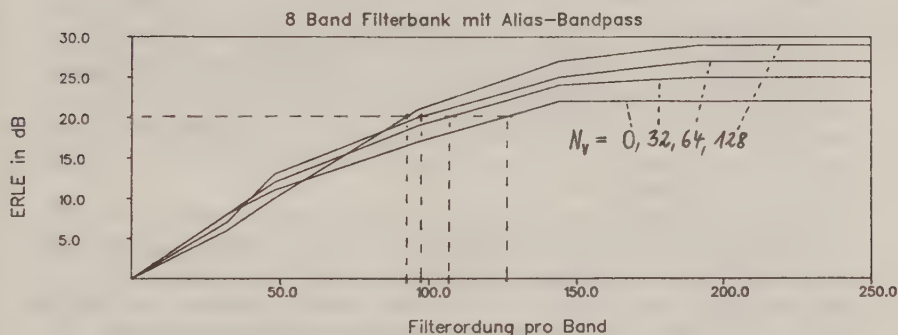


Bild 7.4: Erzielbare Echounterdrückung beim Teilbandverfahren in Abhängigkeit von der Filterordnung N_{TB} . Parameter ist die Verzögerung $N_v \cdot T$ im Echopfad. ($L=8$, Konfiguration nach Bild 6.9 unten)

ausreichend unterdrückt, da die bireziproken Brücken-WDF im Sperrbereich mindestens 55 dB Dämpfung aufweisen. Der Anti-Alias-Bandpaß besitzt den Betragsgang nach Bild 6.14 unten. Die Teilbandkompensatoren (TBK) haben gleiche Ordnung $N_{i,TB} = N_{TB}$ ($i=1(1)L$). 8 Kanäle haben sich als guter Kompromiß zwischen Aufwandsverminderung und Störung (Alias, Gruppenlaufzeit) des Nutzsignals $n(t)$ erwiesen. (Bis zu 64 Kanäle sind untersucht worden.)

Es wird hier darauf hingewiesen, daß mit dem vorliegenden Versuchsaufbau, bei "kurzgeschlossenem" Raum (Mikrophon direkt vor Lautsprecher), mit ATF nur eine Echodämpfung von 35 bis maximal 40 dB erreicht wird. Dies liegt an Mängeln im analogen Teil der Anordnung ("Brumm", Nichtlinearitäten etc.) und an den Umgebungsgeräuschen (Klimaanlage, Ventilatoren in den Geräten). In

Experimenten mit digitalen Echopfaden (z.B. digitaler Bandpaß) sind mit der verwendeten 16-bit-Arithmetik ca. 50 bis 60 dB erzielt worden.

Als erstes, Ergebnisse bei Betrieb mit "weißem" Rauschen.

Um die Komplexität des LRMS nochmals zu zeigen, sind in Bild 7.1 die ersten 1000 Werte der Impulsantwort des Vollbandkompensators, realisiert als ATF mit $N=2000$, abgebildet. Das nächste Bild 7.2 zeigt einen Ausschnitt aus der Impulsantwort eines Teilbandkompensators (Band 1000-1500 Hz) mit $N_{TB}=250$ und einer Verzögerung von $N_v=128$ Abtastperioden im Echopfad (bezogen auf die ursprüngliche Periode $T=1/F_s=125 \mu\text{sek}$). Durch die Abtastratenreduktion um den Faktor $R=L=8$ ergibt dies eine Verzögerung von $128/8=16$ Takten im Teilband.

In Bild 7.3 ist die erzielbare Echounterdrückung in Abhängigkeit von der Ordnung N des ATF angegeben. Die 20 dB-Grenze wird für $N>900$ überschritten. Für $N>1750$ ist keine weitere Verbesserung mehr möglich. Gleiches zeigt Bild 7.4 für das Teilbandverfahren in der Konfiguration nach Bild 6.9 unten, also mit Anti-Alias-Bandpaß (ABP) im Referenz- und Echopfad. Ohne ABP sind die Ergebnisse um ca. 5 dB schlechter³²; siehe dynamische Messungen weiter unten. Parameter ist die Verzögerung N_v im Echopfad. Wie erwartet steigt die Echodämpfung mit steigendem N_v . Die 20 dB-Marke wird für $N_v=0$ bzw. $N_v>0$ bei einer Filterordnung N_{TB} von ca. 125 bzw. 100 erreicht. Sättigung im *ERLE* tritt für $N_{TB}\approx 175$ ein, ausgenommen $N_v=0$, hier ist $N_{TB,sat}\approx 140$. (In beiden Bildern geben die Knickpunkte die Meßstellen an.)

Mit diesen Ergebnissen ein Vergleich des Aufwands: Als erstes der Gewinn G_R beim Rechenaufwand (Anzahl der Rechenoperationen (Zyklen) pro Zeiteinheit. Referenz ist wieder der verwendete Signalprozessor [79]). Die 3 QMF-Stufen der Filterbank besitzen die Grade 25, 21 und 17. Der Hochpaß für den ABP ist 5. Grades. In Erinnerung an die Beziehungen (6.1), (6.20) und (6.32) ist

$$G_R = \frac{4 \cdot N_{opt}}{3 \cdot (\underbrace{6 \cdot 10}_{1.\text{Stufe}} + \underbrace{5 \cdot 10}_{2.\text{Stufe}} + \underbrace{4 \cdot 10}_{3.\text{Stufe}}) + 2 \cdot (\underbrace{5 \cdot 11}_{\text{ABP}}) + \underbrace{4 \cdot N_{TB,opt}}_{\text{TBK}}}$$

$$= 5.6 \quad \text{für } N_{opt} = 1750 \text{ und } N_{TB,opt} = 175. \quad (7.1)$$

Ohne ABP ist $G_R=6.1$. Der Faktor 3 steht für 2 mal Analyse und 1 mal Synthese. Der Gewinn G_S bei der Zahl der benötigten Speicherplätze ist

$$G_S = \frac{2 \cdot N_{opt}}{3 \cdot (\underbrace{1 \cdot 12}_{1.\text{Stufe}} + \underbrace{2 \cdot 10}_{1.\text{Stufe}} + \underbrace{4 \cdot 8}_{1.\text{Stufe}}) + 2 \cdot (\underbrace{8 \cdot 10}_{\text{ABP}}) + \underbrace{8 \cdot 2 \cdot N_{TB,opt}}_{\text{TBK}}}$$

$$= 1.1 \quad \text{für } N_{opt} = 1750 \text{ und } N_{TB,opt} = 175. \quad (7.2)$$

³²Die Konfiguration mit ABP im Adaptionzweig nach Bild 6.10 liegt im Ergebnis dazwischen. Diese Konfiguration ist nicht explizit aufgebaut worden. Das erzielbare *ERLE* kann bestimmt werden, indem man mit ABP im Referenz- und Echopfad adaptiert (Bild 6.9 unten), im eingeschwungenen Zustand die Adaption "einfriert" (Schrittweitenfaktor null setzen) und die ABP überbrückt. Die folgenden dynamischen Untersuchungen sind mit dieser Methode nicht möglich.

Ohne ABP ist $G_S=1.2$. Nicht eingerechnet in G_R und G_S ist der Aufwand in der Filterbank für die Realisierung des Pipelinings aus Kapitel 6.2.2. Wie dort schon angedeutet, können die hierfür eingeplanten Speicherplätze (Register) mehrfach benutzt werden. Desweiteren ist der Mehraufwand in der Hardware und/oder Software (Mikroprogramm) für die Realisierung der Filterbank zu berücksichtigen. Die oben angegebenen Zahlwerte sind demnach optimistisch. Der Mehraufwand kann aber ausgeglichen werden, wenn das Band im Bereich 3500-4000 Hz weglassen wird. Dies ist in der vorliegenden Anwendung zulässig, da nach Kapitel 1.1 nur der Bereich 300-3400 Hz übertragen wird. Um den in Kapitel 6.2.3 beschriebenen modularen Aufbau nicht zu verändern, können, anstatt der Berechnung des überflüssigen Teilbands, Operationen durchgeführt werden, die eine abtastratenreduzierte Abarbeitung zulassen; z.B. Leistungsmessungen zur Steuerung der Schrittweite (double talk detection, s. Kap.4.1). Auch sei daran erinnert, daß nicht für alle Adaptoren 10 Rechenschritte benötigt werden (vgl. Angang A2). Als Richtwert wird hier festgehalten:

Die Realisierung des Echokompensators mit $L=8$ Teilbändern und Teilbandkompensatoren der Ordnung $N_{TB}=175$ liefert, im Vergleich zur Vollbandrealisierung mit $N=1750$, eine Reduzierung des Rechenaufwands um den Faktor 5 bis 6 bei ungefähr gleicher Zahl benötigter Speicherplätze.

Neben der erzielbaren Echodämpfung interessieren vor allem die Zeiträume in denen diese erreicht wird. Die folgenden Messungen sind aus dem Ruhezustand gestartet (alle Koeffizienten und Zustandsvariablen null). In Bild 7.5 sind *ERLE* in Abhängigkeit von der Zeit für das Vollband- und das Teilband-Verfahren mit und ohne ABP zu sehen. (Dimensionierung s. Bildtext.) Bild 7.5 mitte (Teilband mit ABP) muß um ca. 2 dB nach unten verschoben werden, da das Bezugssignal (Echo) für die Berechnung des *ERLE* (s. (2.32)) nicht bandpaßgefiltert ist. Die 20 dB-Marke wird beim Vollband nach ca. 2.5 sek und beim Teilband nach ca. 1.1 sek erreicht; also ungefähr doppelt so schnell. Nach den Ausführungen am Ende von Kapitel 6.1 dürfte das Teilband-Verfahren, wegen größerem Schrittweitenfaktor (0.5 zu 0.32), bei Betrieb mit weißem Rauschen nur 1.6 mal so schnell sein. Der Unterschied liegt wohl an der ungenügenden Qualität des Rauschsignals (nicht "weiß").

Für den Betrieb mit Rauschen, zuletzt noch die Echodämpfung im Frequenzbereich. Bild 7.6 und 7.7 zeigt für die genannten Verfahren das Spektrogramm des Fehlers e vor und nach der Adaption. Gemessen wurde folgendermaßen: Ständiger Betrieb mit Rauschen und Messen der Ausgangs-Amplitude eines schmalen Bandpasses, der über den gesamten Frequenzbereich kontinuierlich durchgestimmt wird (Netzwerk-Analysator mit 10 Hz Bandbreite). Beim Vollband-Verfahren (Bild 7.6) wird zwischen analoger (oben) und digitaler (unten) Quelle unterschieden, um nochmals auf die schlechte Qualität der analogen Rauschquelle aufmerksam zu

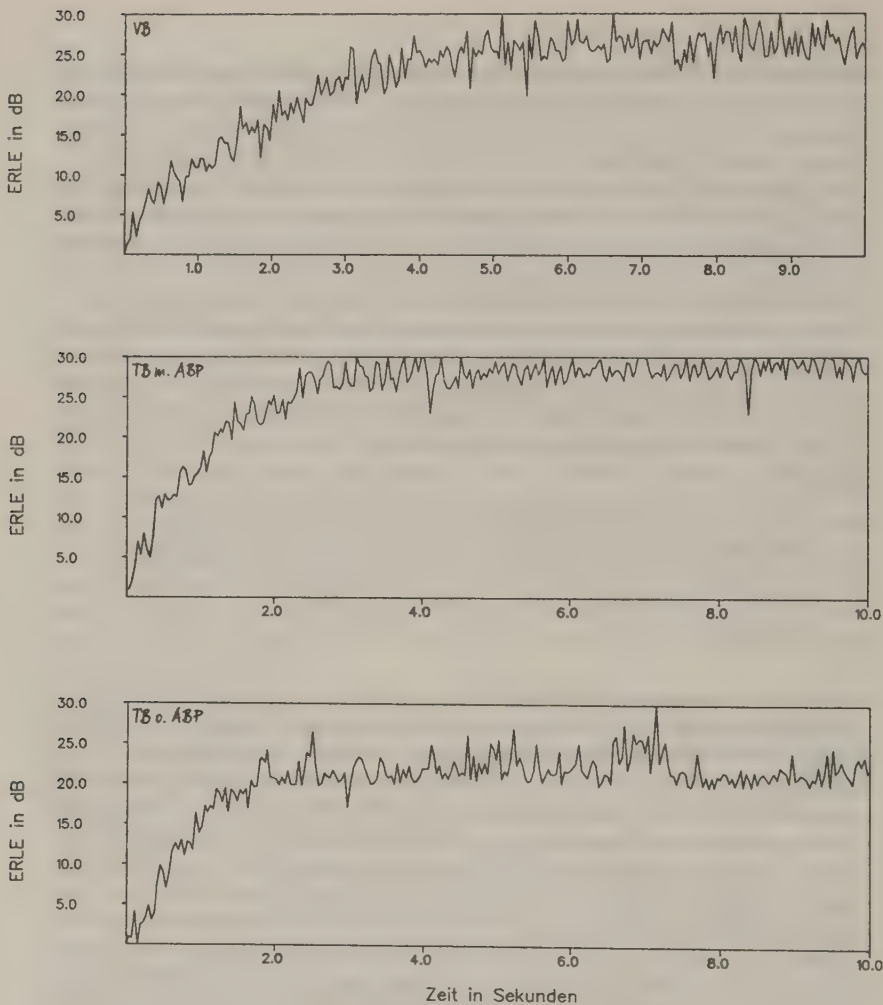


Bild 7.5: Konvergenzgeschwindigkeit bei Betrieb mit Rauschen
 oben: Vollband-Verfahren ($N=2000$)
 mitte: Teilband-Verfahren mit ABP ($L=8$, $N_v=128$, $N_{TB}=250$)
 unten: Teilband-Verfahren ohne ABP

machen³³. Die *ERLE*-Differenz beträgt ca. 3 dB. Zu beachten ist hier der unterschiedliche Versuchsaufbau: Bei analoger Quelle muß für die Weiterverarbeitung im Signalprozessor das Quellsignal analog/digital gewandelt werden, bei digitaler Quelle nicht. Diese Konfiguration wird erst im "Kommunikationsnetz der 90er Jahre" (ISDN) möglich sein.

Beim Teilband-Verfahren ohne ABP (Bild 7.7 unten) fällt im Vergleich zum Verfahren mit ABP (Bild 7.7 oben) die schlechte Echodämpfung an den Teilbandgrenzen ($\nu=500$ Hz, $\nu=1(1)6$) auf. Die Breite dieser Bereiche ist größer als die der Alias-Gebiete. Ein Grund ist die Störung des Adaption-Algorithmus durch den Alias-Fehler³⁴. Der andere ist die "Verschmierung" des Spektrums durch den Meßbandpaß. (Mittenfrequenz nicht konstant.)

Der Betrieb des Echokompensators mit Rauschen ist wegen der Stationarität und der geringen Korrelation ein Mittel zur Bestimmung der bestmöglichen Ergebnisse. Dagegen sind Sprachsignale im hohen Maße nichtstationär und korreliert [61]. Für die eingangs genannten Sprachproben 1 und 2 ist der Verlauf des *ERLE* aufgenommen worden. Um die Arbeit nicht mit Diagrammen zu überladen, wird nur zwischen Vollband und Teilband mit ABP unterschieden. Für die Interpretation der *ERLE*-Verläufe ist in den Bildern 7.8 und 7.9 noch der entsprechende Verlauf des Effektivwertes des Eingangssignals x aufgezeichnet. In beiden Fällen ist mit dem Teilband-Verfahren eine deutliche Verbesserung in der Konvergenzgeschwindigkeit und im erzielbaren *ERLE* zu sehen.

Der letzte Punkt, der in diesem Abschnitt noch angesprochen werden muß, ist die Stabilität der Adaption. Die hier eingesetzten TF sind wegen ihrer nichtrekursiven Struktur immer stabil. Die Koeffizienten-Adaption geschieht dagegen rekursiv, so daß Stabilität nicht immer erfüllt ist. Aus Kapitel 4.2 wissen wir jedoch, daß unter linearen Bedingungen und Betrieb mit stationärem, unkorreliertem Rauschen Grenzen für den Schrittweitenfaktor bekannt sind, für die Stabilität gewährleistet ist. In der vorliegenden Implementierung (Festkomma-Arithmetik) und Anwendung (Betrieb mit Sprachsignalen) sind beide Voraussetzungen nicht erfüllt. Wie in Kapitel 5.2 schon angedeutet, ist die "vorzeichenrichtige" Berechnung des Fehlers e von besonderer Wichtigkeit. Ohne großen Verlust an Genauigkeit ist diese Forderung nur in Grenzen zu erfüllen. Hierfür erinnern wir uns an die Realisierung des TF gemäß (5.4): Der Akkumulator in dem hier verwendeten Signalprozessor [79] verfügt über die begrenzte Wortbreite von 32 bit. Um die Akkumulation der Produktterme $c_i[k] \otimes x[k-i]$ ($i=0(1)N-1$)

³³Die analoge Rauschquelle wird mit einem rückgekoppelten 1 bit Schieberegister 8. Ordnung und anschließender Tiefpaßfilterung erzeugt, die digitale Quelle dagegen mit einem 16 bit Schieberegister 12. Ordnung.

³⁴Bei der Nachbildung einfacher Systeme, z.B. digitaler Tiefpaß, hat sich gezeigt, daß die Nachbildung über die Alias-Gebiete hinaus gestört sein kann. ("Einfrieren" der Adaption und messen mit sinusförmiger Erregung.) Dagegen ist mit ABP die Nachbildung bis an die Bandgrenzen des ABP korrekt.

vorzeichenrichtig durchführen zu können, werden sie mit dem Faktor 2^{-m} skaliert. Mit dem genannten Signalprozessor und der Wortbreite der Koeffizienten c_i (16 bit) und der Eingangssignale x (12 bit) kann die Skalierung mit $m=5$ ohne Verlust an Genauigkeit durchgeführt werden. Für Werte $m>5$ werden die Produktterme vor der Akkumulation um $m-5$ bit geschnitten. Nimmt man den schlechtesten Fall an (alle Eingangssignale $x[k]$ und Koeffizienten $c_i[k]$ gleich 1), muß für überlauffreie Berechnung eines TF N -ten Grades $m=\text{int}(\text{ld}(N))$ sein. Für $N=1000$ ist also $m=10$.

Desweiteren ist im analogen Teil der Anordnung die Übersteuerung der AD-Wandler ohne schnelle Amplitudenregelung, die für sich dann ein weiteres Stabilitätsproblem darstellt, nicht unter allen Betriebsbedingungen zu vermeiden. (Beispiel: Erregter Sprecher "schreit" ins Mikrophon.) In Experimenten hat sich gezeigt, daß Übersteuerung über Zeiträume in der Größenordnung der Konvergenzzeit (1 bis 2 Sekunden) zum Divergieren der Koeffizienten an die Bereichsgrenzen führt. Für Filterordnungen N größer 250 (Richtwert) ist dann die korrekte Einstellung der Koeffizienten auch bei längerem Normalbetrieb nicht mehr möglich; ein weiteres Argument für die Teilband-Lösung. Abhilfe könnte hier eine "intelligente" Übersteuerungserkennung schaffen, die den Schrittweitenfaktor in der Adaptionsschleife reduziert bzw. auf Null setzt. Geeignete Verfahren sind hier nicht entwickelt worden.

Fassen wir zusammen: Sind eine Totzeit von 100 bis 200 Abtastperioden (12.5 bis 25 msek) und starke, aber auf einen schmalen Frequenzbereich beschränkte (ca. 10 Hz), Gruppenlaufzeitverzerrungen oder schmale Bandlücken (10 bis 20 Hz) an den Teilbandgrenzen erlaubt, so bringt die vorgestellte Echokompensation in 8 Teilbändern, im Vergleich zur Vollbandlösung, eine Reduzierung des Rechenaufwands um den Faktor 5 bis 6 (bei ungefähr gleichem Aufwand für Speicherplätze), eine höhere Konvergenzgeschwindigkeit sowie Echounterdrückung bei Betrieb mit Sprachsignalen und bessere Stabilität der Adaption bei Übersteuerung.

REF LEVEL	/DIV	MARKER	650.000Hz
0.000dBm	10.000dB	MAG (A)	-63.634dBm
0.000dBm	10.000dB	MARKER	650.000Hz
		MAG (D1)	-36.533dBm

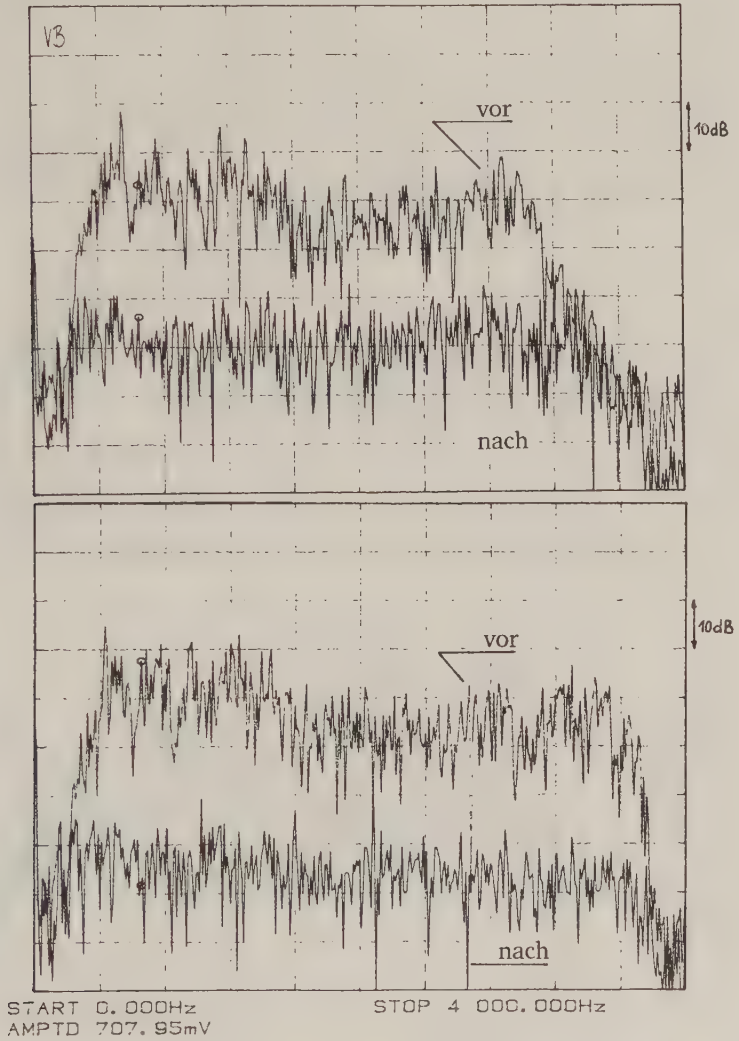


Bild 7.6: Echodämpfung im Frequenzbereich bei Betrieb mit Rauschen vor und nach der Adaption
 oben: Vollband-Verfahren ($N=2000$) mit analoger Quelle
 unten: Vollband-Verfahren ($N=2000$) mit digitaler Quelle

REF LEVEL	/DIV	MARKER 1	990.000Hz
0.000dBm	10.000dB	MAG (D3)	-70.405dBm
0.000dBm	10.000dB	MARKER 1	990.000Hz
		MAG (D1)	-44.845dBm

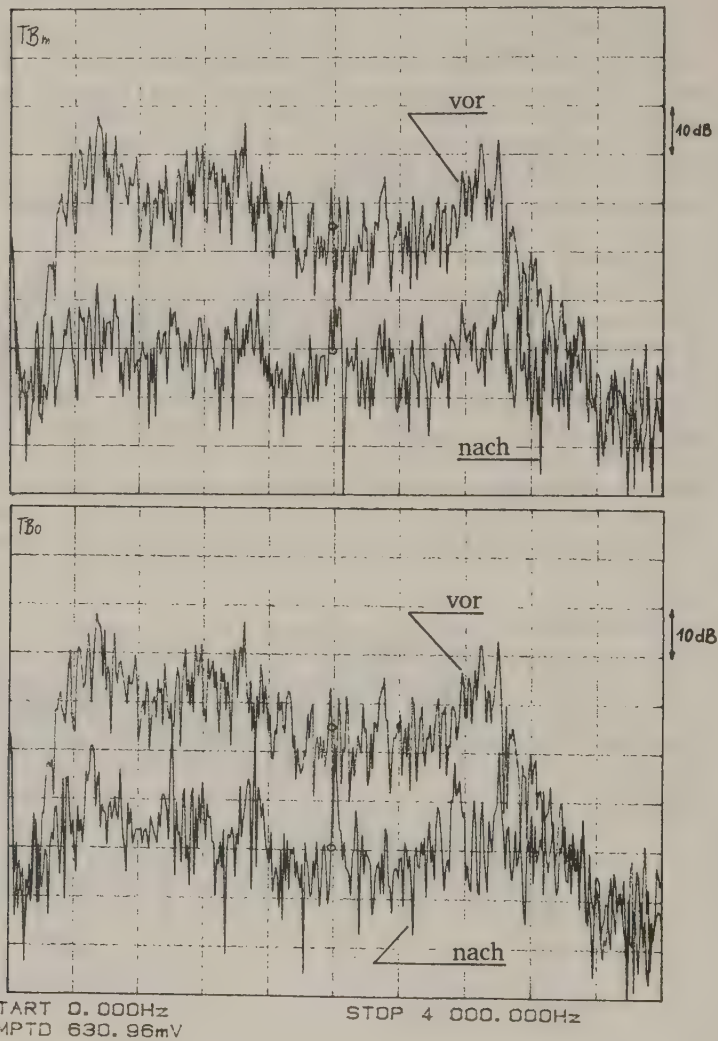


Bild 7.7: Echodämpfung im Frequenzbereich bei Betrieb mit Rauschen vor und nach der Adaption
 oben: Teilband-Verfahren mit ABP ($L=8$, $N_v=128$, $N_{TB}=250$)
 unten: Teilband-Verfahren ohne ABP

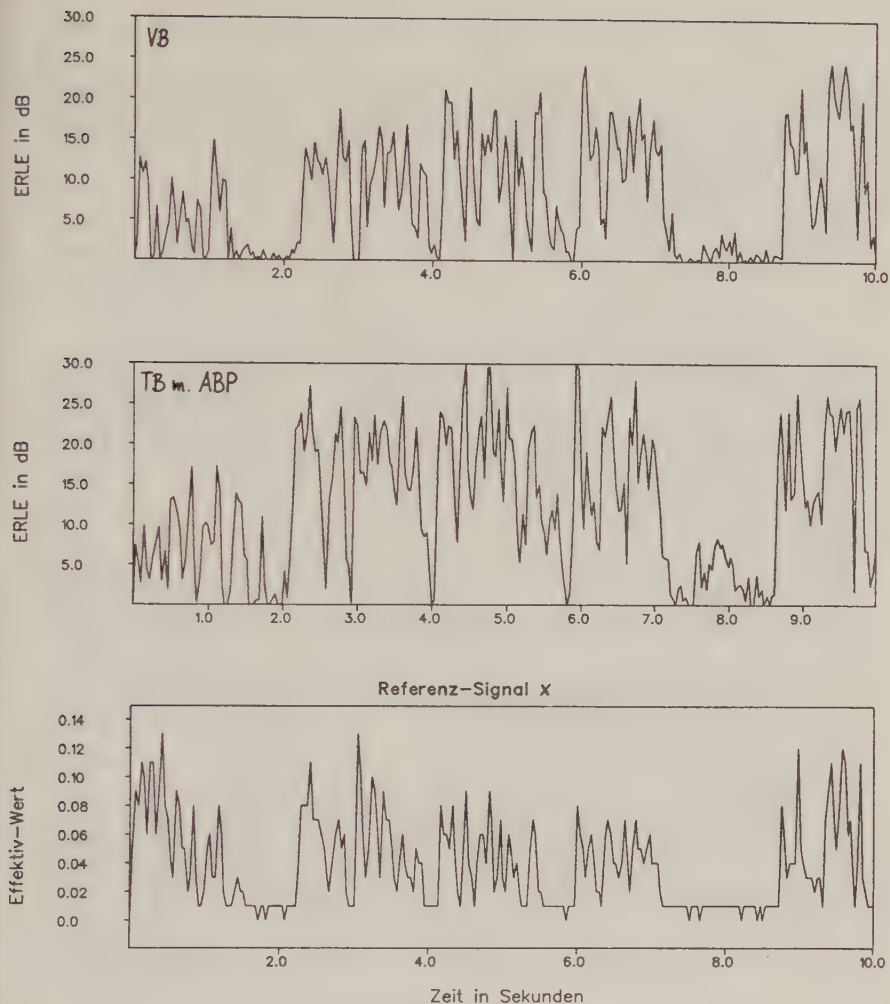


Bild 7.8: Verlauf von $ERLE$ gemäß (2.32) mit $M=L=100$ und Effektivwert für Sprachprobe 1
 oben: Vollband-Verfahren ($N=2000$)
 mitte: Teilband-Verfahren mit ABP ($L=8$, $N_v=128$, $N_{TB}=250$)
 unten: Effektivwert des Sprachsignals

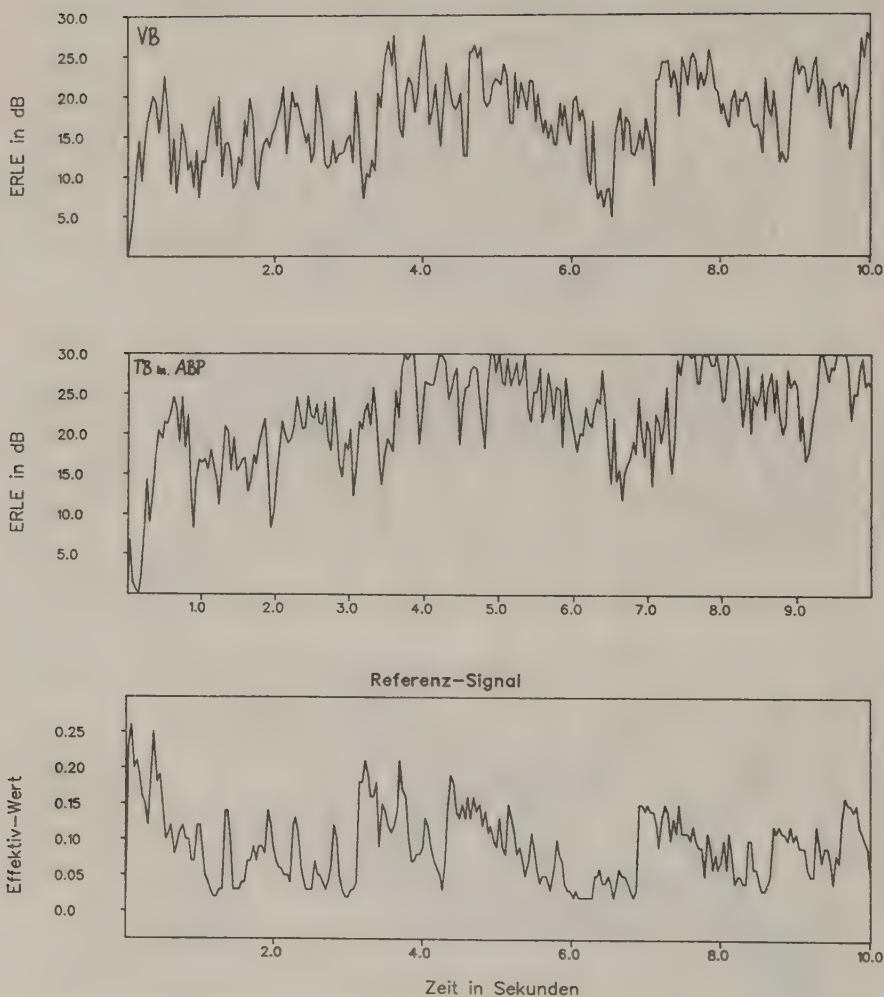


Bild 7.9: Verlauf von $ERLE$ gemäß (2.32) mit $M=L=100$ und Effektivwert für Sprachprobe 2
 oben: Vollband-Verfahren ($N=2000$)
 mitte: Teilband-Verfahren mit ABP ($L=8$, $N_v=128$, $N_{TB}=250$)
 unten: Effektivwert des Sprachsignals

8 Aufbau eines Mehr-Signalprozessor-Systems mit komfortabler Entwicklungsumgebung

Alle in dieser Arbeit vorgeführten (Realzeit-) Experimente sind mit dem im folgenden beschriebenen Mehr-Signalprozessor-System und seiner Entwicklungsumgebung durchgeführt worden. Als Kürzel wird MPDS (multi processor development system) verwendet.

Für die Beurteilung von Algorithmen gibt es prinzipiell zwei Vorgehensweisen: Dies sind Simulation (off line) oder Emulation (on line), siehe auch Kapitel 2. Bei Simulationen ist die Abarbeitung nicht an ein Zeitraster gebunden, so daß die Algorithmen mit Hochsprachen ("FORTRAN", "PASCAL", "C" etc.) komfortabel kodiert werden können. Auch ist für die Implementierung von Systemen mit verschiedenen Abstraten die Aufteilung in gleiche Teilaufgaben (s. Kap.6.2.2) nicht notwendig. Diesem Vorteil stehen einige Nachteile gegenüber, die bei Emulationen nicht auftreten. Wir wollen hier nur die wichtigsten nennen. Erstens: Man benötigt für die unbekannten Komponenten im System Modelle. Sind die Komponenten aber nur unzureichend analytisch beschreibbar, wie in unserem Fall das LRMS bzw. die Sprach- und Geräuschsignale, muß auf Messungen zurückgegriffen werden. Unterliegen sie noch, wie hier, nahezu beliebigen Änderungen, müssen zur Auswertung große Datenmengen verarbeitet werden. Zweitens: Für die Beurteilung der Ergebnisse ist man auf objektive Beschreibungsgrößen angewiesen. Viel Zeit- und Rechenaufwand ist hierfür notwendig (FFT, Graphik etc.). In Emulationen hat man dagegen, bei entsprechend ausgerüstetem Labor, komfortable Gerätschaften zur Verfügung, die eine schnelle und gleichzeitige Auswertung verschiedener Größen ermöglicht. Die subjektive Bewertung der Resultate (z.B. Höreindruck) während der Simulation ist nicht möglich. Drittens: Das Testen von Verfahren, die in Realzeit erst nach mehreren Sekunden konvergieren, ist off line sehr mühsam. Dies gilt insbesondere, wenn die Wirkung nach interaktiver Veränderung von Parametern (z.B. Schrittweitenfaktor) bzw. von Systemkomponenten (z.B. mit/ohne Anti-Alias-Bandpaß) während der Laufzeit der Algorithmen untersucht werden sollen.

Die Entwicklung eines Mehr-Signalprozessor-Systems hat sich aus der Tatsache ergeben, daß mit den heute käuflichen Signalprozessoren ein Test der vorgestellten Algorithmen in Realzeit nicht möglich ist.

Das Kapitel teilt sich in die Vorstellung der Architektur und System-Software des MPDS und in die Beschreibung einer neuartigen Methode zur Erstellung komplexer Maschinenprogramme.

8.1 Architektur und System-Software

Um den Umfang der Arbeit zu begrenzen, werden nur die wichtigsten Merkmale des MPDS vorgestellt. Als erstes die Kriterien, die für den Entwurf sowie den Aufbau [66] des MPDS im Vordergrund gestanden haben:

1. Modularer Aufbau: Erweiterung durch Duplizieren der Prozessorkarten
2. Universelle Schnittstelle auf den (autonomen) Prozessorkarten: Implementierung anderer Prozessoren bzw. der nächsten Signalprozessorgeneration
3. Komfortable Steuer- und Beobachtbarkeit auch im Betrieb mittels "intelligentem" Koordinator (hier PC)
4. Übersichtliche Kommunikation zwischen den Prozessoren und dadurch einfache Programmierung des Gesamtsystems
5. Einfache Realisierung von Systemen mit mehreren Abstraten
6. Geschlossenes Entwicklungssystem
7. Einfache Handhabung und Erweiterbarkeit (Menue-Steuerung mit Fenstertechnik)
8. Freie Konfiguration der AD/DA-Umsetzer (Abtastfrequenz, Zuordnung der Signale über Signalnamen)
9. System mit "Gedächtnis" (alter Status auch nach Neustart verfügbar)
10. Erstellung (kleiner) bzw. Änderung der Prozessor-Programme im Entwicklungssystem (in line assembler/reverse-assembler).

Bild 8.1 zeigt schematisiert das realisierte MPDS. Der Koordinator des Gesamtsystems im Ruhezustand ist ein IBM PC-AT. Für Kommunikation mit maximaler Geschwindigkeit und übersichtliche Programmierung der System-Software sind sämtliche Speicher des MPDS im Speicherbereich des PCs angeordnet (memory mapping).

Alle *Prozessorkarten*³⁵ (PK) sind identisch. 9 PK sind aufgebaut; maximal 15 sind möglich. PK 1 besitzt noch eine zusätzliche Schnittstelle zur Kommunikation mit dem analogen Teil des MPDS. Die PK sind so aufgebaut, daß sie völlig autonom arbeiten können (lokaler Bus, lokale Speicher). Signalprozessoren sind die schon mehrfach genannten 16-bit-Festkommaprozessoren "TMS320C25" von Texas Instruments mit 100 nsek Zykluszeit [79]. Da für die meisten Instruktionen (Addition, Multiplikation etc.) nur 1 Befehl (1 Zyklus) nötig ist, besitzen sie eine Rechenleistung von 10 MIPS (million instructions per second). Gehen wir

³⁵In Bild 8.1 sind die Prozessorkarten mit Prozessormodul (PM) bezeichnet

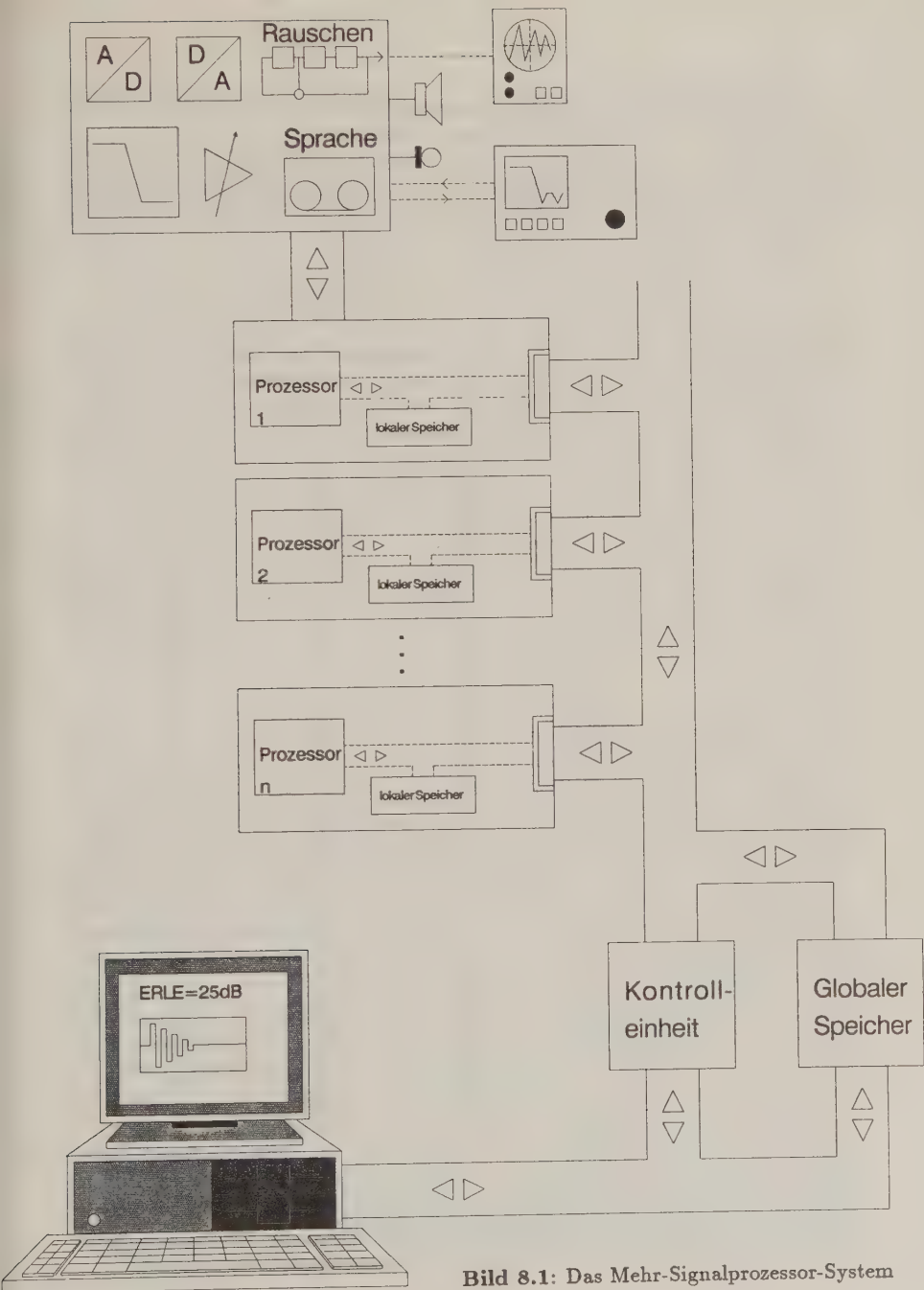


Bild 8.1: Das Mehr-Signalprozessor-System

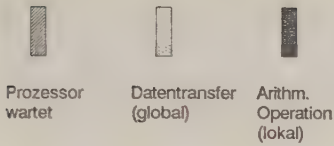
von 10% bis 30% Verlust durch Kommunikation (Zugriffszeiten im System und Mehraufwand durch Parallelisierung der Algorithmen) aus, so besitzt das realisierte System eine Rechenleistung von ca. 60 bis 80 MIPS. Beachtet man noch, daß mit einer Instruktion bis zu 3 Operationen gleichzeitig ausgeführt werden (bei TF beispielsweise Multiplikation, Addition und Speicher umladen), so sind 100 bis 200 MOPS (million operations per second) denkbar.

Die Kommunikation der PK untereinander erfolgt ausschließlich über den *globalen Speicher* (GS). Daten für bzw. von anderen PK und Informationen vom PC (Status) werden dort abgelegt bzw. ausgelesen. (Für einen Schreib- oder Lesezugriff benötigen die PK 200 nsek und der PC ca. 700 nsek.) Der GS ist demnach der "Flaschenhals" im System. Die Implementierung der in dieser Arbeit vorgestellten Verfahren ist jedoch ohne Einschränkung möglich³⁶. Die Besonderheit des GS ist die Auslegung als dual port RAM, d.h., der PC und die aktive PK können gleichzeitig auf diesen Speicher zugreifen. (Ausnahme: Gleichzeitiges Schreiben in dieselbe Zelle. Hier erhält die PK Priorität, der PC muß warten.) Der PC ist, bei Einbau einer geeigneten Monitor-Routine in die PK, dadurch in der Lage, im Betrieb sämtliche Speicherzellen der PK (Signale, Zustandsvariablen, Koeffizienten etc.) zu lesen und auszuwerten (Impulsantwort des TF, *ERLE*-Berechnung etc.). Globale Statusvariablen (Adaptions-Schrittweite, Anzahl der Verzögerungen im Echopfad etc.) können jederzeit verändert werden. (Steuer- und Beobachtbarkeit.)

Die hier sogenannte *Kontrolleinheit* (KE) übernimmt zwei Aufgaben. Im Ruhezustand des Systems (Prozessoren "stehen") wird durch geeignete Programmierung der Zugriff des PCs auf alle PK ermöglicht. (Programme laden, lesen und verändern sämtlicher Speicherzellen und Register.) Im Betrieb (Prozessoren "laufen"), Koordination der Kommunikation der PK über den GS. Da jeweils nur eine PK auf den GS zugreifen kann, werden die Adressen der PK in der gewünschten Reihenfolge programmiert. Bild 8.2 zeigt für drei PK beispielhaft einen möglichen Gesamt-Ablauf. Drei verschiedene Befehle können in beliebiger Reihenfolge und Zahl (max. 255) in die KE programmiert werden (finite state machine): Adresse der "angesprochenen" PK und Warten auf die nächste Abtastperiode und dann Weiterschalten oder Rücksetzen der KE. Die PK kennen drei Zustände: Warten auf Freigabe zum globalen Datentransfer (PMA), den globalen Datentransfer selbst mit Fertigmeldung am Ende (DTE) und die Ausführung der arithmetischen Operationen. Die KE gibt den nächsten Befehl aus, wenn die "angesprochene" PK den Datentransfer zum GS beendet hat. Synchronisiert wird die KE mit dem Abtasttakt der AD/DA-Umsetzer. Durch die Option "Warten auf die nächste Abtastperiode mit oder ohne Rücksetzen" ist die Realisierung von

³⁶Mit den verwendeten Prozessoren ist eine direkte Kommunikation untereinander durch Verbinden (Vernetzen) der seriellen Schnittstellen möglich. Der Hardware-Aufwand ist entsprechend groß und die Programmierung des Systems wird dadurch erheblich unübersichtlicher.

Zeichenerklärung:



→ PMA : Prozessor-Modul-Aufruf (Kontrolleinheit)

← DTE : Daten-Transfer-Endemeldung (Prozessormodul)

PM : Prozessormodul

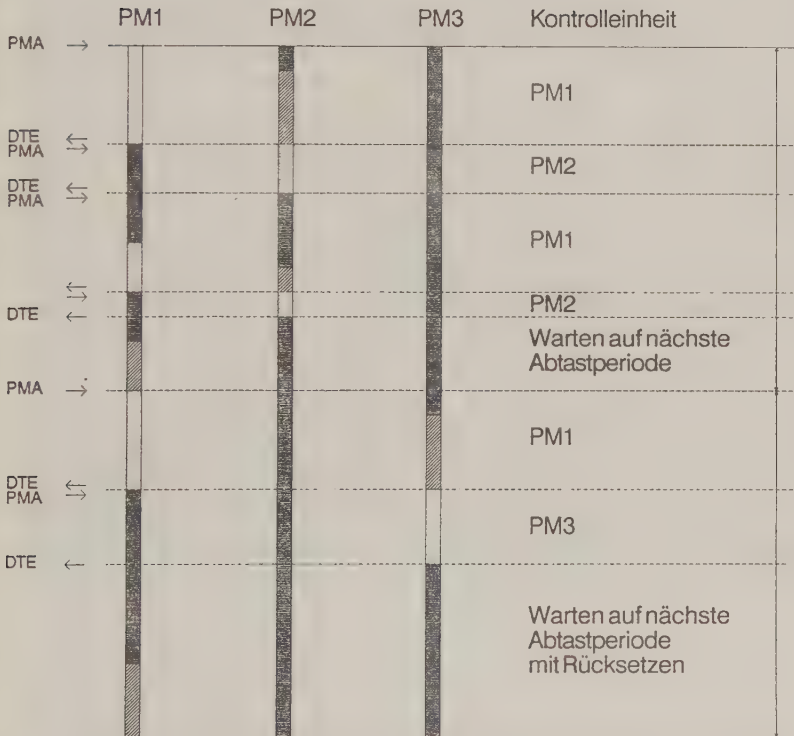


Bild 8.2: Beispiel für die Kommunikation der Prozessorkarten über den globalen Speicher und entsprechende Programmierung der Kontrolleinheit

Systemen mit verschiedenen Abtastraten sehr einfach.

In zwei Sätzen: In Analogie zur klassischen Programmierung entspricht die Kommandosequenz in der Kontrolleinheit einem Hauptprogramm, in dem ausschließlich Unterprogramme aufgerufen werden, die von den einzelnen Prozessorkarten (zeitlich versetzt aber parallel) abgearbeitet werden. Die Variablen werden in globale (globaler Speicher) und lokale (Speicher in den einzelnen Prozessorkarten) aufgeteilt.

Abschließende Bemerkung: Wir wollen die Implementierung der in dieser Arbeit untersuchten Echokompensatoren im MPDS nicht explizit vorführen; es sei hier nur vermerkt, daß das TF (Bild 3.3) bzw. TRF (Bild 3.6) durch Auftreten der Verzögerungskette in unabhängige Teiloperationen aufgespalten werden kann. Die Kommunikation der PK beschränkt sich dann auf das Weiterreichen der Schnittstellensignale. In der ersten PK werden die Teilergebnisse zusammengefaßt und das modifizierte Fehlersignal e entsprechend (5.13) berechnet, sowie sämtliche peripheren Aufgaben, wie AD/DA-Wandlung, Skalierung und Filterung der Ein- und Ausgangssignale etc., ausgeführt. Der Filterbank-Echokompensator ist ebenfalls problemlos zu realisieren: PK 1 rechnet die Filterbank (Analyse/Synthese) und die genannten peripheren Operationen; die restlichen 8 PK die adaptiven Teilbandkompensatoren. Die Erweiterung auf mehr Teilbänder geschieht einfach durch den Austausch der Teilbandkompensatoren durch vollständige Filterbank-Echokompensator mit 2,4,8 oder mehr Teilbändern (s. Kap. 6.2.3). Das MPDS ist hier, was die Rechenleistung betrifft, bei weitem nicht ausgelastet. Für die Realisierung des Filterbank-Echokompensators mit 8 Teilbändern wären ca. " $1\frac{3}{4}$ " Prozessoren ausreichend, vorausgesetzt, die adaptiven Transversalfilter (ATF) können mit "On-Chip-RAM" gerechnet werden (mit "Off-Chip-RAM" sinkt die Rechenleistung um den Faktor 3 bis 4). Benötigt werden $8 \times 2 \times N_{TB}$ Speicherplätze für die ATF (s. Kap. 7, N_{TB} ist die Ordnung der ATF im Teilband), das sind, für $N_{TB}=175$, ca. 3k RAM; die Prozessoren besitzen aber nur 512 Plätze. Leistungsfähiger ist die nächste Generation von Gleitkommaprozessoren, von denen erste Muster bereits erhältlich sind; z.B. TMS320C30 (TI) mit 2k RAM oder DSP32C (AT&T) mit 1k RAM.

8.2 Software-Unterstützung für die Erstellung komplexer Maschinenprogramme

Warum direkte Programmierung in Maschinsprache und nicht mittels Hochsprache und anschließender (automatischer) Übersetzung in Maschinsprache? Die Vorteile von Hochsprachen sind vielfältig. Es sind zu nennen: Übersichtlichkeit, einfacher Test und Portabilität. Dem stehen entgegen, insbesondere bei Realzeitanwendungen und Prozessor mit Festkommaarithmetik: Wenig effizienter Kode³⁷, "bit-getreue" Programmierung (Skalierung, Teiloperationen mit/ohne Sättigung etc.) nur aufwendig zu realisieren. Auch ist die im vorigen Kapitel beschriebene Steuer- und Beobachtbarkeit nur eingeschränkt zu verwirklichen, da der Benutzer bei "echter" Hochsprachenprogrammierung die Speicheraufteilung nicht kennt. Die Diskussion läßt sich noch weiterführen; wir wollen sie hier beenden und eine Methode vorstellen, mit der die Erstellung komplexer Maschinenprogramme vereinfacht wird.

Die Anfertigung von Maschinenprogrammen gewinnt durch die Verwendung von Abkürzungen (mnemonics) an Übersichtlichkeit. Die Sequenz im Anhang A2 (Zweiter-Adaptor) ist ein Beispiel hierfür. Mit einem Assembler kann das (Assembler-) Programm in eine der Maschine verständliche Bit-Sequenz umgesetzt werden. Ein weiteres, übliches Hilfsmittel zur Verbesserung der Verständlichkeit ist die Definition von sogenannten Macros. Der eben genannte Adaptor läßt sich dann im Programm durch einen einzigen Befehl abkürzen. Ein Allpaß 1. Ordnung wird z.B. durch den Befehl "ADAP IN,OUT,ZV,ZV,KOEFF" verwirklicht, wenn im Kopf der Macro-Definition die Wellengrößen a_1, b_1, a_2, b_2 und der Koeffizient β als Parameterliste aufgeführt sind. IN,OUT sind dann das Eingangsbzw. Ausgangssignal, ZV die Zustandsvariable und KOEFF der Koeffizient. Mit dieser Methode lassen sich nahezu beliebige Strukturen zusammenstellen. Hierarchische Programmierung (Macro-Aufruf in Macro) ist ebenfalls möglich. Der Gewinn an Übersichtlichkeit wird jedoch durch die Anzahl der Parameter begrenzt. Zu beachten ist, daß für die Gewährleistung der Eindeutigkeit alle Signale, Koeffizienten, Zustandsvariablen und Labels (symbolische Adressen bei Sprüngen) explizit und in der richtigen Reihenfolge (!) aufgeführt werden müssen. Denken wir hierbei an den hierarchischen Aufbau der Filterbank aus Kapitel 6.2.3, so werden die "machbaren" Größenordnungen deutlich überschritten. Ein weiterer Nachteil der Macro-Technik ist, daß die Assembler keine Expansion der Macros in eine (temporäre) Datei vor der Assemblierung ermöglichen. Eine Nachbearbeitung des Programms, wie sie im folgenden noch beschrieben wird, ist deshalb nicht anwendbar.

Das hier entwickelte Verfahren ist der Vorgehensweise ("Philosophie") bei der Programmierung in der Hochsprache "C" [44] nachempfunden: Vor der Überset-

³⁷Für den hier eingesetzten Signalprozessor ist ein "C"-Compiler getestet worden. Der erzeugte Maschinenkode ist in der Regel um ein mehrfaches "langsamer" als ein "von Hand" erstellter.

zung in den Maschinencode wird der Programmtext mittels eines sogenannten C-Preprozessors, entsprechend den benutzten (C-Preprozessor-) Direktiven, expandiert bzw. modifiziert. Die hier verwendeten Direktiven sind (s. auch Beispiel im Anhang A2, ausführliche Erläuterungen s. [44]):

- **#include** "Dateiname": Die Datei mit dem Namen Dateiname wird an der verwendeten Stelle in den Text eingefügt
- **#define** <alter Name> <neuer Name>: Die Zeichenkette alter Name wird im Text durch neuer Name ersetzt
- **#undef** <alter Name>: obige Umbenennung wird unwirksam
- **#if** <Ausdruck>: Die Zeilen zwischen **#if** und **#endif** oder **#else** werden nur dann in der Ergebnisdatei erscheinen, wenn Ausdruck wahr (nicht null) ist. Sämtliche logischen und arithmetischen Operationen sind erlaubt. Für Ausdruck kann auch **defined** <Name> stehen. Der Ausdruck ist wahr, wenn zuvor **#define** Name angegeben wird.
Die negierte Abfrage ist mit **#ifndef** <Name> möglich.

Ein Beispiel:

```
#      if (FILTER == WDF) && (GRAD == 1)
#          if defined MIT_ALLPASS
#              :
#              include "PROGRAMM1"
#              :
#          else
#              :
#              include "PROGRAMM2"
#              :
#          endif
#      else
#          :
#          include "PROGRAMM3"
#          :
#      endif
```

Dabei sind "==" bzw. "&&" der Identitäts- bzw. Und-Operator. Im Beispiel erscheint in der Ausgabedatei der Programmtext der Datei PROGRAMM1, wenn zuvor folgendes vereinbart ist:

```
#      define FILTER  WDF
#      define GRAD    1
#      define MIT_ALLPASS
```

Nach der Definition

```
#      define FILTER  WDF
#      define GRAD    1
#      define OHNEALLPASS
```

wird die Datei PROGRAMM2 ausgewählt, und z.B. nach

```
#      define FILTER  TRF
```

die Datei PROGRAMM3. Aus dem Beispiel ist zu ersehen, daß mit dieser Methode, bei sorgfältiger Programmierung, die "Bauanweisung" für die untersuchten Verfahren in einer Datenbasis gehalten werden können. Die besonderen Merkmale sind deshalb: Dokumentation und jederzeitige Reaktivierung alter Versionen (z.B. für Vergleich mit neuen Verfahren). Anzumerken ist, daß moderne Assembler "C-ähnliche" Direktiven in ihrem Befehlssatz aufweisen; die beschriebene Datenhaltung ist also auch hier möglich.

Der oben angegebene Allpaß wird mit der hier vorgestellten Methode wie folgt realisiert:

```
#      define  a1  in                \* Kommentar *\
#      define  a2  zv                \* Kommentar *\
#      define  b1  out               \* Kommentar *\
#      define  b2  zv                \* Kommentar *\
#      define   $\beta$   koeff           \* Kommentar *\
#      include "2.TOR_ADAP"         \* Kommentar *\
```

(Die Rücknahme der Definitionen für die mehrfache Verwendung des Adaptors wird am besten am Ende der Datei 2.TOR_ADAP mit der Direktive **#undef** vorgenommen.) Der Textumfang ist zwar größer als bei Anwendung von Macros, der Text selber ist jedoch übersichtlich und "selbstdokumentierend".

Gehen wir einen Schritt weiter. Sehr oft setzen sich komplexe arithmetische Einheiten aus verschiedenen Blöcken gleicher Bauart zusammen. Bestes Beispiel ist die QMF-Filterbank mit (gleichen) Kompensatoren in den Teilbändern aus Kapitel 6, aber auch das Transversal-Rekursivfilter (TRF) aus Kapitel 3.3. Im ersten Fall liegt eine hierarchische und im zweiten eine "flache" Struktur vor. Für diese beiden Beispiele wird schematisiert die Vorgehensweise vorgeführt. Die Verdrahtung mehrerer (gleicher) Blöcke erfordert, wegen der oben schon genannten Eindeutigkeit, die explizite Vergabe von neuen Namen für Signale, Koeffizienten etc. in den einzelnen Blöcken. Neben dem damit verbunden Aufwand (per Hand!), steigt die Fehlerhäufigkeit mit wachsender Komplexität steil an. Man beachte hier, daß der Assembler beispielsweise die Vergabe von gleichen Namen für Zustandsvariablen in verschiedenen (Filter-) Blöcken zuläßt, das resultierende Filter aber nicht korrekt arbeitet. Erinnern wir uns an den hierarchischen Aufbau der Filterbank,

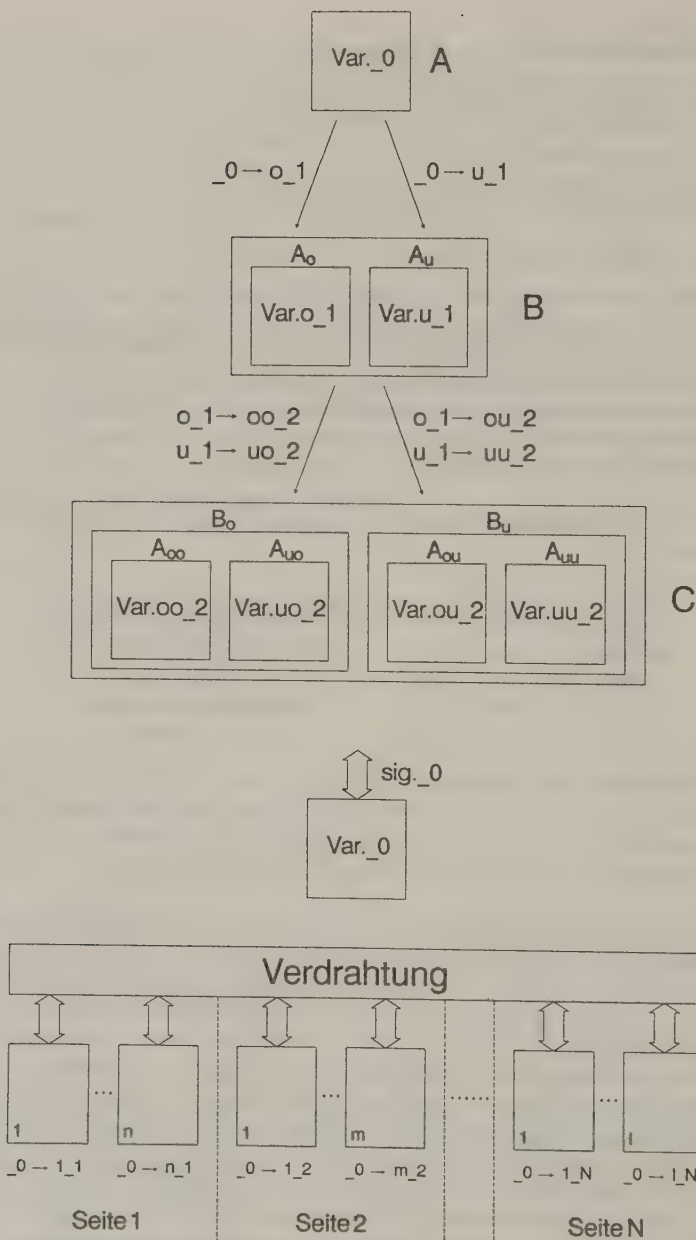


Bild 8.3: Oben hierarchische und unten flache Zusammenschaltung gleicher Blöcke

so ist dort schon die Methode, die wir hier anwenden, angedeutet worden: Die Indizes (Anhängsel) der Namen geben die Plazierung im Gesamtaufbau an. Erreicht wird dies durch Anwendung der Direktive **#define**, wobei in den Namen nur der Plazierungsteil geändert wird und der Stamm in allen Blöcken gleich bleibt. Sinnvoll ist die Kennzeichnung der Hierarchieebenen bzw. der Seitenzahlen³⁸ in den Namen.

Bild 8.3 oben bzw. unten zeigt beispielhaft die Namensänderungen bei hierarchischer bzw. flacher Zusammenschaltung gleicher Blöcke. Es wird von Block A ausgegangen. Den Namen in A ist zur Kennzeichnung die Nummer 0 angehängt. Namensstamm und Anhängsel sind durch einen Punkt abgetrennt, damit Änderungen der Form *ab.c* → *de.f* mit der Anweisung **#define ab.c de.f** durchgeführt werden können. Die eindeutige Plazierung eines Blockes erfolgt demnach mit einer Anweisung. Den hierarchischen Aufbau nach Bild 8.3 oben wollen wir noch etwas genauer beschreiben. Das hier vorgestellte Vorgehen entspricht dem Aufbau einer Filterbank mit 8 Teilbändern, wenn der Block A dem Grundelement mit 2 Teilbändern nach Bild 6.6 entspricht. (Der Block A selbst ist in gleicher Weise aufzubauen.) Stehen in den Dateien mit Namen A, B und C die Anweisungen für die Blöcke A, B und C, wird die Filterbank wie folgt zusammengesetzt. In der Datei C steht:

```
#      define  o.1  oo.2
#      define  u.1  uo.2
#      include "B"                \* Block B_o * \
#      define  o.1  ou.2
#      define  u.1  uu.2
#      include "B"                \* Block B_u * \
```

In der Datei B steht:

```
#      define  _0  o.1
#      include "A"                \* Block A_o * \
#      define  _0  u.1
#      include "A"                \* Block A_u * \
```

Die Verdrahtung in den Blöcken B und C ist hier nicht angegeben; sie ist prinzipiell identisch mit der im Grundblock A. In ähnlicher Weise kann die Zusammenschaltung in Bild 8.3 unten erfolgen.

Nach der korrekten Verdrahtung der Blöcke (ein Block realisiert im einfachsten Fall eine Multiplikation) kann die Nachbearbeitung des Programmtextes erfolgen. Hierfür ist ein Programmpaket entwickelt worden, das die folgenden Operationen vollautomatisch durchfhrt:

³⁸Beim verwendeten Signalprozessor reicht die verfügbare Wortlänge von 16 bit nicht aus, um in einem Wort Befehl und vollständige Adresse des Operanden unterzubringen. Es muß daher der Adreßraum in Seiten unterteilt werden, die explizit (mit einem gesonderten Befehl) ausgewählt werden.

1. *Umbenennung der symbolischen Sprungadressen (Labels) für die Einhaltung der Eindeutigkeit.* Beispiel: Die Kaskadierung von zwei gleichen Blöcken in denen ein Sprung durchgeführt wird.

	:		
	Branch	Label	
Label	ADD	var_x	
	:		
	Branch	Label	Vorher
Label	ADD	var_y	
	:		
	:		
	Branch	Label_1	
Label_1	ADD	var_x	
	:		
	Branch	Label_2	Nachher
Label_2	ADD	var_y	
	:		

2. *Elimination der Punkte* zwischen Stamm und Anhängsel in den Namen.
3. *Spaltenweise Sortierung* der Programmzeilen (Lesbarkeit).
4. *Nochmalige Umbenennung von Namen.* Dies ist dann sinnvoll, wenn Steuergrößen in den Blöcken (z.B. Adaptionen-Schrittweitenfaktor) für eine globale Steuerung unter einem Namen zusammengefaßt werden sollen. Hierfür ist das Kommando **@define** <alter Name> <neuer Name> definiert worden.
5. *Kode-Optimierung:* Für größtmögliche Entwurfsicherheit wird ein Grundzustand des Prozessors (Sättigung ein oder aus, Seite (s.Fußnote 38) etc.) definiert, der nach "Verlassen" eines Blocks immer gelten soll. Wird in einem Block ein anderer Zustand benötigt, muß am Ende des Blocks der Grundzustand wieder eingestellt werden. Verwendet der folgende Block zumindest Teile des Zustands des vorangestellten, ergibt dies unnötige Befehlssequenzen. Diese werden erkannt und entfernt. Eine weitere Optimierung ist durch den Ersatz von Einfachbefehlen durch Doppelbefehle (Befehle die zwei Operationen parallel abarbeiten) gegeben. Im Anhang A2 ist ein Beispiel angegeben. Die entwickelte Software ermöglicht solch eine Optimierung über Blockgrenzen hinaus.
6. *Extraktion von Variablenamen:* Bevor der Programmtext assembliert werden kann, müssen alle verwendeten Variablen expliziten Speicherplätzen zu-

geordnet werden. Hierfür werden sie in lokale, globale und temporäre Variablen sortiert. Lokale Variablen sind nur auf einer Seite (s. Fußnote 38) gültig, während globale (und evtl. temporäre) auf allen Seiten benutzt werden; sie müssen deshalb in jeder Seite am selben Platz (Bezugspunkt ist der Anfang der Seite) definiert werden. Die Variablendeklaration "per Hand" ist bei umfangreichen Programmen sehr mühsam. So werden z.B. bei der Realisierung der Filterbank mit 8 Teilbändern allein in der Prozessorkarte 1 ca. 1000 verschiedene Variablen benötigt. Von besonderer Bedeutung ist die automatische Variablenextraktion für die Erkennung von Fehlern im Programm, denn es wird vom Assembler z.B. nicht erkannt, ob die Variablen im Programm auch auf den Seiten benutzt werden, in denen sie deklariert sind. Die Fehlersuche ist dann bei komplexen Programmen, sofern man einen Fehler überhaupt bemerkt (!), sehr aufwendig. Nach Durchschau der extrahierten Variablenliste ("per Auge") sind dagegen solche Fehler schnell erkannt.

7. *Initialisierung von Variablen:* Beispielsweise müssen bei konstanten Filtern, in der Initialisierungsphase des Prozessors, die Speicherplätze der Koeffizienten mit dem entsprechenden Wert vorbelegt werden. Auch hier wird, durch Suche in der Variablenliste, zwischen lokalen und globalen Koeffizienten unterschieden und die Initialisierung an den richtigen Speicherplätzen durchgeführt. (Die Angabe der Werte von Variablen geschieht nur über den Namen. Anweisungen wie lokal oder global sind nicht zu machen.)

Noch ein Zusatz zur Variablenextraktion (Punkt 6): Bei der Programmierung eines Filterblocks ist es beispielsweise für einfache (graphische) Beobachtbarkeit sinnvoll, die (adaptiven) Koeffizienten in aufsteigender Folge im Speicherbereich zu definieren. Dies wird bekanntermaßen durch Anhängen eines entsprechenden Offsets an den Variablennamen erreicht ($\text{Coeff} \rightarrow \text{Coeff} + \text{Offset}$), wobei der Offset eine arithmetischen Operation sein kann (z.B. $\text{Offset} = \text{Seite} * \text{Block} + \text{Position}$). Diese "Offset-Variablen" werden sortiert und alle explizit deklariert. Dies reduziert weiter die Fehlerhäufigkeit, da der Assembler die explizite Deklaration der Offset-Variablen nicht fordert.

Unterstützt wird die Erstellung von Assembler-Programmen zur Untersuchung von Aufgaben der digitalen Signalverarbeitung durch die Entwicklung eines weiteren Programmpakets, das die automatische Generierung von Assembler-Sequenzen aus der Filterspezifikation erlaubt. Ausgegangen wird dabei von dem schon in Kapitel 6.2.1 erwähnten Filterentwurfsprogramm FALCON [24] und der dort bereits implementierten Möglichkeit zur Erzeugung von Assembler-Sequenzen für den Prozessor TMS32010. Der Befehlssatz des hier verwendeten Prozessors TMS320C25 ist zwar kompatibel, jedoch erheblich erweitert, so daß sich aus Geschwindigkeitsgründen eine entsprechende Nachbearbeitung anbietet. Darüber hinaus sind folgende Modifikationen möglich:

- *Direkte oder indirekte Adressierung:* Bei direkter Adressierung werden Variablennamen vergeben, wobei zwischen flüchtigen (temporären) und nichtflüchtigen (Zustands-) Variablen unterschieden wird. Bei indirekter Adressierung werden die Zustandsvariablen mit Zeigern (pointer) adressiert.
- *Transformation $z \rightarrow z^N$ ($N=1,2,3,\dots$)* bzw. Ersetzen von T durch $N \cdot T$. Realisiert wird dies durch Ersetzen der einzelnen Verzögerer (Zustandsvariablen) durch jeweils N Verzögerer. Mit $N=2$ läßt sich z.B. der Anti-Alias-Bandpaß aus Kapitel 6.3.1 verwirklichen (Hochpaß/Bandpaß-Transformation).

Fassen wir die Ergebnisse zusammen: Die hier vorgestellte Methode ermöglicht eine komfortable, implizit gut dokumentierte und fehlersichere Entwicklung umfangreicher Assembler-Programme. Ausgehend von (kleinen) Funktionsblöcken (einfache arithmetische Operationen, Filter etc.), kann die Verdrahtung komplexer Blöcke übersichtlich angegeben werden. Mittels eines C-Preprozessors wird die Verdrahtung dann explizit ausgeführt. Eine umfangreiche Nachbearbeitung – die wesentlichen Schritte sind in den Punkten 1 bis 7 kurz beschrieben – wird mit Hilfe eines geschlossenen Programmpakets vollautomatisch durchgeführt. Unterstützt wird der Entwurf durch ein weiteres Programm, das, unter Verwendung des Filterentwurfsprogramms FALCON, Assemblersequenzen aus der Filterspezifikation erzeugt.

9 Zusammenfassung

Die adaptive Nachbildung von Lautsprecher-Raum-Mikrophon-Systemen (LRMS) zur Realisierung einer Vollduplex-Freisprecheinrichtung ist Gegenstand der Untersuchungen in dieser Arbeit.

Nach einem einleitenden Kapitel über die digitale Identifikation analoger Systeme, wird als erstes die Frage untersucht, ob das bisher eingesetzte Transversalfilter, das, wegen der großen Echodauer gewöhnlicher Räume, sehr hoher Ordnung sein muß (1000 bis 2000), nicht durch eine geeignete rekursive Struktur wesentlich geringerer Ordnung ersetzt werden kann. Hierfür wird zunächst in einer Diskussion möglicher rekursiver Filter und ihrer Adaption die Rolle der inneren Passivität [21] als wichtige Voraussetzung für Stabilität hervorgehoben.

In einer mehr qualitativen Untersuchung von gemessenen LRMS-Übertragungsfunktionen wird abgeschätzt, daß mit *allgemeinen* rekursiven Strukturen eine Reduktion um den Faktor 5 in der Zahl der Parameter denkbar ist. Gemessen am erheblich höheren Aufwand je Parameter bei rekursiven Strukturen, insbesondere für die Koeffizientenadaption, ist hier also nichts gewonnen.

Dies führt zu Überlegungen, ob nicht a priori Kenntnisse über die Entstehung der LRMS-Impulsantwort gefunden werden können, mit deren Hilfe die Modellierung des LRMS einfacher erfolgen kann. In Anlehnung an Verfahren zur Generierung künstlichen Nachhalls wird eine Mischstruktur aus Transversal- und Rekursivfilter, genannt Transversal-Rekursivfilter, vorgeschlagen, wobei für die Rekursivfilter adaptive Wellendigitalfilter eingesetzt werden, die bekanntlich die genannte Passivitätseigenschaft besitzen. Die Resultate mit dieser Struktur sind jedoch unbefriedigend. Bestes Ergebnis wird mit einer Struktur erhalten, die in der Zahl der Parameter nur unwesentlich unter der des vergleichbaren Transversalfilter liegt, aber einen erheblich höheren Aufwand erfordert.

Die vorgelegten Untersuchungen sind als ein erster Versuch zu verstehen; für eine endgültige Aussage, sofern diese überhaupt aufgestellt werden kann, sind weitere Studien notwendig.

Ein weiterer Ansatz zur Reduzierung des Aufwands, aber auch zur Beschleunigung der Konvergenz ist durch die Nachbildung des LRMS in Frequenzteilbändern gegeben. (Die Konvergenzgeschwindigkeit bei adaptiven Transversalfiltern 1000. bis 2000. Ordnung ist bei Betrieb mit Sprachsignalen und Anwendung des hier verwendeten Gradientenverfahrens unzureichend.) Ausgangspunkt ist die von Kellermann in [42] vorgeschlagene Abstratenreduktion in den Teilbändern. Für maximalen Aufwandsgewinn wird hier kritische Ratenreduktion (Reduktionsfaktor gleich Anzahl der Teilbänder) gewählt. Die Filterbank selbst wird nach [19] aufwandsgünstig mittels Kaskadierung bireziproker Brücken-Wellendigitalfilter in einer Baumstruktur (QMF-Filterbank) aufgebaut. In den Teilbändern werden adaptive Transversalfilter relativ niedriger Ordnung (bis 250) eingesetzt.

Der Erfolg dieses Ansatzes hängt im wesentlichen von der ausreichenden Unterdrückung (>50 dB) des durch die Abtastratenreduktion erzeugten Aliasfehlers, der Berücksichtigung, daß die Teilbandkompensatoren nichtkausal sein müssen und von der Größe der Gruppenlaufzeitverzerrungen ab. Die Nicht-Kausalität wird durch Einfügen genügend großer Totzeit in den Echopfad umgangen. Da der Aliasfehler und die Gruppenlaufzeitverzerrungen an den Teilbandgrenzen am größten sind, wird – neben anderen Methoden – vorgeschlagen, diesen Bereich mit einem sogenannten Anti-Alias-Bandpaß in den einzelnen Teilbändern herauszuschneiden. (Breite gleich zweimal der Breite der Übergangsbereiche der bireziproken Brücken-Wellendigitalfilter.) Für möglichst schmale Bandlücken im Übertragungspfad des Nutzsignals werden die guten Eigenschaften der Wellendigitalfilter genutzt. Mit 16 bit Koeffizientenwortlänge sind die Aliasgebiete an den Teilbandgrenzen auf 2×2.5 Hz Breite begrenzt. Die mit den Anti-Alias-Bandpässen realisierten Bandlücken von ca. 14 Hz Breite sind beim A/B-Vergleich praktisch nicht auszumachen, wohl aber die verbleibenden Gruppenlaufzeitverzerrungen, die sich in einer zwar wenig störenden, jedoch hörbaren Halligkeit äußern. Eine Optimierung zwischen Breite der Bandlücke und Gruppenlaufzeitverzerrungen ist noch durchzuführen. Denkbar ist auch die Gruppenlaufzeitverzerrung des Anti-Alias-Bandpasses und/oder der Filterbank.

Mit der hier vorgestellten Methode ist Echodämpfung über den gesamten Frequenzbereich gewährleistet, anders als etwa bei (Polyphasen-) Realisierungen mit linearphasigen Transversalfiltern, wo solch steile Teilbandgrenzen nicht realisierbar (s. Kap. 6.3.3), aber auch wegen zu hoher Grundlaufzeit (ist proportional zur Filterordnung) nicht wünschenswert sind.

Der Vergleich von Vollband- und Teilbandansatz im Realzeit-Experiment führt zu folgendem Ergebnis (Kap. 7): Setzen wir für beide Verfahren 25 bis 30 dB Echounterdrückung voraus, so muß der Vollbandkompensator ca. 1750. Ordnung und bei 8 Teilbänder die Teilbandkompensatoren ca. 175. Ordnung sein. (8 Teilbänder haben sich als bester Kompromiß zwischen Aufwandsgewinn und Verzerrung des Nutzsignals erwiesen.) 128 Abtastakte Verzögerung (16 msec) im Echopfad wird für die Realisierung der nichtkausalen Teilbandkompensatoren benötigt. Nehmen wir noch die Anti-Alias-Bandpässe hinzu, so ergibt sich eine Reduzierung des Rechenaufwands um den Faktor 5 bis 6 bei ungefähr gleicher Zahl benötigter Speicherplätze. Darüber hinaus besitzt das Teilbandverfahren bei Betrieb mit Sprachsignalen eine wesentlich größere Konvergenzgeschwindigkeit und bessere Stabilität der Adaption bei Übersteuerung.

Die in dieser Arbeit durchgeführten Realzeit-Experimente sind mit dem hierfür entwickelten Mehr-Signalprozessor-System aus Kapitel 8 durchgeführt. Die Prozessoren arbeiten mit 16-bit-Festkomma-Arithmetik. In zwei Abschnitten werden die Architektur und die komfortable System-Software sowie eine neuartige Methode zur übersichtlichen und fehlersicheren Erstellung komplexer Maschinenprogramme beschrieben.

Abschließend noch einige Punkte, die weitergehende Untersuchungen erfordern, bevor die Entwicklung einer voll kundenspezifischen Schaltung (full custom design) begonnen werden kann:

1. Steuerung des Schrittweitenfaktors in der Adaptionsschleife bei Störung durch Nutzsignal (siehe Anmerkung in Kapitel 4.1) oder Übersteuerung
2. Minimale Wortlänge für Daten und Koeffizienten
3. Verminderung der Gruppenlaufzeitverzerrungen in der Filterbank
4. Steuerung für "center clipping" [4], zur Unterdrückung des Restechos.

10 Anhang

10.1 A1

Wir wollen hier die Beziehung (2.30) ableiten. Hierfür beginnen wir mit der Untersuchung des Gütekriteriums im Frequenzbereich

$$\varepsilon = \frac{\int_{-\Omega/2}^{+\Omega/2} |H_a(j\omega) - H(e^{j\omega T})|^2 d\omega}{\int_{-\Omega/2}^{+\Omega/2} |H_a(j\omega)|^2 d\omega}. \quad (10.1)$$

Sei

$$\begin{aligned} h[k] &= \frac{1}{\Omega} \int_{-\Omega/2}^{+\Omega/2} H(e^{j\omega T}) e^{jk\omega T} d\omega \\ \tilde{h}_a[k] &= \frac{1}{\Omega} \int_{-\Omega/2}^{+\Omega/2} H_a(j\omega) e^{jk\omega T} d\omega, \end{aligned} \quad (10.2)$$

dann ergibt sich nach Anwendung der Parsevalschen Gleichung für diskrete Systeme

$$\varepsilon = \frac{\sum_{n=-\infty}^{+\infty} (\tilde{h}_a[n] - h[n])^2}{\sum_{n=-\infty}^{+\infty} \tilde{h}_a^2[n]}. \quad (10.3)$$

Andererseits ist entsprechend (2.27) und (2.28)

$$\begin{aligned} h_{\Omega/2}(t) &= \int_{-\infty}^{+\infty} h_a(t-\tau) \frac{\sin \frac{\Omega}{2} \tau}{\pi \tau} d\tau \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} H_a(j\omega) W_{\Omega/2} e^{j\omega t} d\omega \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\Omega/2}^{+\Omega/2} H_a(j\omega) e^{j\omega t} d\omega, \end{aligned} \quad (10.4)$$

also

$$\tilde{h}_a[k] = T h_{\Omega/2}(kT) \quad (10.5)$$

und somit

$$\varepsilon = \frac{\sum_{n=-\infty}^{+\infty} (T h_{\Omega/2}(nT) - h[n])^2}{\sum_{n=-\infty}^{+\infty} T^2 h_{\Omega/2}^2(nT)}. \quad (10.6)$$

Nehmen wir nun an, daß

$$X_a(j\omega) = 0 \quad \text{für } |\omega| > \Omega/2, \quad (10.7)$$

so ist gemäß (2.9)

$$X(e^{j\omega T}) = \frac{1}{T} X_a(j\omega) \quad \text{für } |\omega| < \Omega/2, \quad (10.8)$$

und es ergibt sich aus (2.12)

$$y_a(kT) = \frac{1}{\Omega} \int_{-\Omega/2}^{+\Omega/2} H_a(j\omega) X(e^{j\omega T}) e^{jk\omega T} d\omega \quad (10.9)$$

und aus (2.13)

$$y[k] = \frac{1}{\Omega} \int_{-\Omega/2}^{+\Omega/2} H(e^{j\omega T}) X(e^{j\omega T}) e^{jk\omega T} d\omega. \quad (10.10)$$

Somit ist $y_a(kT)$ die Antwort, die ein diskretes System, dessen Übertragungsfunktion für $|\omega| < \Omega/2$ gleich $H_a(j\omega)$ ist, auf ein diskretes Eingangssignal $x[k] \circ \bullet X(e^{j\omega T})$ erzeugt. Ebenso ist $y_a(kT) - y[k]$ die Antwort, die ein diskretes System, dessen Übertragungsfunktion für $|\omega| < \Omega/2$ gleich $H_a(j\omega) - H(e^{j\omega T})$ ist, auf das gleiche diskrete Eingangssignal erzeugt.

Repräsentiert nun das Eingangssignal $x[k]$ einen ergodischen stationären Prozess, so ist, wegen

$$\begin{aligned} E\{x^2(kT)\} &= \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{2N+1} \sum_{k=-N}^N x^2(kT) \\ &= \frac{1}{\Omega} \int_{-\Omega/2}^{+\Omega/2} \Phi_{xx}(j\omega) d\omega, \\ E\{y_a^2(kT)\} &= \frac{1}{\Omega} \int_{-\Omega/2}^{+\Omega/2} |H_a(j\omega)|^2 \Phi_{xx}(j\omega) d\omega \end{aligned} \quad (10.11)$$

und

$$\begin{aligned} E\{e^2(kT)\} &= E\{(y_a(kT) - y[k])^2\} \\ &= \frac{1}{\Omega} \int_{-\Omega/2}^{+\Omega/2} |H_a(j\omega) - H(e^{j\omega T})|^2 \Phi_{xx}(j\omega) d\omega. \end{aligned} \quad (10.12)$$

Falls $x[k]$ weißes Rauschen ist ($\Phi_{xx}(j\omega) = \text{konst.}$), folgt

$$\begin{aligned} \varepsilon' &:= \frac{E\{e^2[k]\}}{E\{y_a^2(kT)\}} = \frac{\int_{-\Omega/2}^{+\Omega/2} |H_a(j\omega) - H(e^{j\omega T})|^2 d\omega}{\int_{-\Omega/2}^{+\Omega/2} |H_a(j\omega)|^2 d\omega} \\ &= \frac{\lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{2N+1} \sum_{k=-N}^N e^2[k]}{\lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{2N+1} \sum_{k=-N}^N y_a^2(kT)} \\ &= \frac{\lim_{N \rightarrow \infty} \frac{\sum_{k=-N}^N e^2[k]}{N}}{\lim_{N \rightarrow \infty} \frac{\sum_{k=-N}^N y_a^2(kT)}{N}} \\ &= \varepsilon \end{aligned} \quad (10.13)$$

Abschließend sei bemerkt: Selbst wenn die Voraussetzungen bezüglich der Natur von $x[k]$ nicht erfüllt sind, bleibt richtig, daß ε' und ε tendenziell übereinstimmen (dies zeigt das Ungefährzeichen in (2.30) an) und insbesondere $\varepsilon'=0 \iff \varepsilon=0$ gilt. Folglich kann in einem Adaptionungsverfahren uneingeschränkt statt ε auch ε' und umgekehrt benutzt werden.

10.2 A2

Die optimale Assemblersequenz für den Signalprozessor TMS320C25 von Texas Instruments [79] zur Realisierung des 2-Tor-Paralleladaptors nach Bild 3.5c ist:

*
* Grundzustand, eingestellt in der Initialisierung
*

```

      SPM    0
      SOVM
      *
      *
      *
*
* 2-Tor-Paralleladaptor
*
      LAC    a1,15
      LT     β
      MPY    a1
#if β ≥ 0
      MPYS   a''2
#else
      MPYA   a''2
#endif
      APAC
      SACH   b''2,1
      SUB    a1,15
#if β < 0
      NEG
#endif
      ADD    a''2,15
      SFL
      SACH   b1

```

Auf Kommentare ist verzichtet worden; der Anwender des TMS320C25 wird sie – bei Beachtung von (5.21) bis (5.23) – leicht verstehen. Die hier vorgestellte Sequenz benötigt 10 ($\beta \geq 0$) bzw. 11 ($\beta < 0$) Schritte. Der Befehl LT β kann weggelassen werden, wenn das T-Register schon mit β geladen ist; z.B. im vorherigen Adaptor, indem anstatt APAC der Befehl LTA β eingesetzt wird. Desweiteren können bei Kaskadierung der Adaptoren (s. Brücken-WDF) der erste und die beiden letzten Befehle weggelassen werden, da der Ausgang b_1 mit dem Eingang a_1 des folgenden Adaptors verbunden ist. Demnach benötigt der erste Adaptor 10 (11), der letzte 8 (9) und die restlichen 6 (7) Schritte. Die in Kapitel 8.2 beschriebene software ermöglicht solch eine (Nach-) Optimierung.

10.3 A3

In diesem Anhang soll in aller Kürze die Ableitung der Beziehung (6.23) bis (6.25) angegeben werden. Referenzen hierfür sind Bild 6.7 auf Seite 71 und Bild 6.3 auf Seite 63. Bei Beachtung von (6.16) bzw. (6.17) und Anwendung von (6.8) für $M=L=2$ findet man für die z -Transformierten der Analyse-Ausgänge

$$\begin{aligned} X'_o(z^2) &= \frac{1}{2} \{S_{11}(z)X(z) + S_{11}(-z)X(-z)\}, \\ X'_u(z^2) &= \frac{1}{2} \{-S_{11}(-z)X(z) - S_{11}(z)X(-z)\}, \\ Y'_o(z^2) &= \frac{1}{2} \{S_{11}(z)Y(z) + S_{11}(-z)Y(-z)\}, \\ Y'_u(z^2) &= \frac{1}{2} \{-S_{11}(-z)Y(z) - S_{11}(z)Y(-z)\}. \end{aligned}$$

Desweiteren ist ($i=o,u$)

$$\begin{aligned} Y(z) &= H(z)X(z), \\ \hat{Y}'_i(z^2) &= X'_i(z^2)\hat{H}_i(z^2), \\ \hat{E}'_i(z^2) &= Y'_i(z^2) - \hat{Y}'_i(z^2) \end{aligned}$$

und damit

$$\begin{aligned} E'_o(z^2) &= \frac{1}{2} \{S_{11}(z) (H(z) - \hat{H}_o(z^2)) X(z) + S_{11}(-z) (H(-z) - \hat{H}_o(z^2)) X(-z)\} \\ E'_u(z^2) &= \frac{1}{2} \{-S_{11}(-z) (H(z) - \hat{H}_u(z^2)) X(z) - S_{11}(z) (H(-z) - \hat{H}_u(z^2)) X(-z)\} \end{aligned} \quad (10.14)$$

Sei entsprechend (6.11) $E'_i(z^2) \rightarrow \boxed{\downarrow 2} \rightarrow E_i(z)$, dann ist

$$E(z) = 2S_{11}(z)E_o(z) + 2S_{11}(-z)E_u(z). \quad (10.15)$$

Einsetzen von (10.14) in (10.15) liefert dann die Beziehungen (6.23) bis (6.25).

10.4 A4

Wir wollen hier die in angegebene Korrespondenz $\widetilde{b}p_\nu[k] \circ \rightarrow \bullet \widetilde{BP}_\nu(z)$ ableiten. Es gelte $|z|=1$ bzw. $z=e^{j\omega T}$.

Hierfür definieren wir einen idealen Tiefpaß $\widetilde{TP}(z)$, dessen Durchlaßbereich halb so breit ist wie der Durchlaßbereich des idealen Bandpasses $\widetilde{BP}_\nu(z)$:

$$\widetilde{TP}(e^{j\omega T}) = \begin{cases} 1 & \text{für } |\omega| < \frac{\Omega}{4L} + \lambda\Omega, \quad \lambda \in \mathbb{Z} \\ 0 & \text{sonst.} \end{cases} \quad (10.16)$$

($\Omega=2\pi/T$.) Der ideale Bandpaß läßt sich damit folgendermaßen beschreiben:

$$\widetilde{BP}_\nu(e^{j\omega T}) = \widetilde{TP}(e^{j(\omega-\omega_\nu)T}) + \widetilde{TP}(e^{j(\omega+\omega_\nu)T}), \quad \omega_\nu = \left(\nu + \frac{1}{2}\right)\frac{\Omega}{2L}, \quad \nu = 0(1)L-1. \quad (10.17)$$

Mit der Korrespondenz

$$\widetilde{TP}(e^{j\omega T}) \bullet \rightarrow \circ \widetilde{tp}[k] = \frac{1}{\Omega} \int_{-\Omega/2}^{+\Omega/2} \widetilde{TP}(e^{j\omega T}) e^{jk\omega T} d\omega = \frac{1}{2L} \text{si}\left(\pi \frac{k}{2L}\right) \quad (10.18)$$

($\text{si}(x)=\sin(x)/(x)$) und dem Frequenzverschiebungssatz

$$\widetilde{TP}(e^{j(\omega \pm \omega_\nu)T}) \bullet \rightarrow \circ \widetilde{tp}[k] e^{\mp jk\omega_\nu T} \quad (10.19)$$

und

$$e^{jk\omega_\nu T} + e^{-jk\omega_\nu T} = 2 \cos(\omega_\nu kT) = 2 \cos\left(\pi \frac{\nu + \frac{1}{2}}{L} k\right) \quad (10.20)$$

ergibt sich die gesuchte Korrespondenz (6.47)

$$\widetilde{BP}_\nu(z) \bullet \rightarrow \circ \widetilde{b}p_\nu[k] = \frac{1}{L} \cos\left(\pi \frac{\nu + \frac{1}{2}}{L} k\right) \text{si}\left(\pi \frac{k}{2L}\right). \quad (10.21)$$

11 Abkürzungen

A	(Frequenzband-) Analyse
ABP	Anti-Alias-Bandpaß
ARF	adaptive Rekursiv-Filter
AF	adaptive Filter
ATF	adaptive Transversal-Filter (in Direktform)
AWDF	adaptive Wellen-Digital-Filter
<i>ERLE</i>	echo return loss enhancement, Gleichung (2.30) in Kapitel 2
FN	Filter-Netzwerk
GN	Gradienten-Netzwerk
GS	Globaler Speicher
KE	Kontroll-Einheit
L	Lautsprecher
$\lg(\cdot)$	Logarithmus zur Basis 2
LRMS	Lautsprecher-Raum-Mikrophon-System
M	Mikrophon
MPDS	multi processor development system
MUL/ADD	Multiplikation und Addition
QMF	quadrature mirror filter
PK	Prozessor-Karte
RF	Rekursiv-Filter
S	(Frequenzband-) Synthese
TB	Teilband
TBK	Teilband-Kompensator
TF	Transversal-Filter (in Direktform)
TRF	Transversal-Rekursiv-Filter
VB	Vollband
WDF	Wellen-Digital-Filter

12 Literaturverzeichnis

Abkürzungen:

Proc. IEEE	Proceedings of the IEEE
IEEE	IEEE Transactions on
ISCAS	International Symposium on Circuits and Systems
ICASSP	International Conference on Acoustic Speech and Signal Processing
ASSP	Acoustic Speech and Signal Processing
AU	Audio Electroacoustic
AC	Automatic Control
CAS	Circuits and Systems
CT	Circuit Theory
AEÜ	Archiv für Elektronik und Übertragungstechnik

- [1] Becker, T., E. Hänsler und U. Schultheiß: "Probleme bei der Kompensation akustischer Echos", Frequenz 38(1984)5, S. 142-148
- [2] Becker, T.: "Untersuchungen zur Kompensation akustischer Echos", Dissertation, TH Darmstadt, 1986
- [3] Bellanger, M.: "Adaptive Digital Filters and Signal Analysis", Marcel Dekker, Inc., N.Y., 1987
- [4] Berkley, D.A., O.M.M. Mitchell: "Seeking the Ideal in "Hands-free" Telephony", Bell Lab. Rec., Nov. 1974, S. 318-325
- [5] Cadzow, J.A.: "Recursive Digital Filter Synthesis Via Gradient Based Algorithms", IEEE ASSP 24(1976)5, S. 349-355
- [6] Chen, J., H. Bes, J. Vandewalle and P. Janssens: "A new structure for sub-band acoustic echo canceller", ICASSP 1988, S.2574-2577
- [7] Claasen, T.A.C.M. and W.F.G. Mecklenbräuker, "Comparision of the Convergence of two Algorithms for Adaptive FIR Digital Filters", IEEE ASSP 29(1981)3, S. 670-678
- [8] Cremer, L. und H.A. Müller: "Die wissenschaftlichen Grundlagen der Raumakustik", Band I, S. Hirzel Verlag Stuttgart, 1978
- [9] Crochiere, R.E. and L.R. Rabiner: "Multirate Digital Signal Processing", Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey, 1983
- [10] Drews, W.: "Entwurf und Aufbau digitaler Polyphasen-Filterbänke unter Verwendung von Wellendigitalfiltern", Dissertation, Ruhr-Univ. Bochum, Abteilung für Elektrotechnik, Bochum, 1986

- [11] Eleftheriou, E. and D.D. Falconer: "Tracking Properties and Steady-State Performance of RLS Adaptive Filter Algorithms", IEEE ASSP 34(1986)5, S. 1097-1109
- [12] Ernst, R.: "Ein neuartiges Steuerflußkonzept für vielstufige Pipelines in integrierten Signalprozessoren und das Modell eines Signalprozessors als Beispiel für seinen Einsatz", Dissertation, Universität Erlangen, 1988
- [13] Fettweis, A.: "Entwurf von Digitalfiltern in Anlehnung an Verfahren der klassischen Netzwerktheorie", Tagungsheft der NTG-Fachtagung "Analyse und Synthese von Netzwerken", Stuttgart, Okt. 1970, S. 17-20
- [14] Fettweis, A.: "Digital filter structures related to classical filter networks", AEÜ 25(1971), S. 79-89
- [15] Fettweis, A.: "Pseudopassivity, Sensitivity, and Stability of Wave Digital Filters", IEEE CT 19(1972)6, S.668-673
- [16] Fettweis, A.: "On the connection between multiplier word length limitation and roundoff noise in digital filters", IEEE CT 19(1972)5, S. 486-491
- [17] Fettweis, A. and K. Meerkötter: "On Adaptors of Wave Digital Filters", IEEE ASSP 23(1975)6, S. 516-525
- [18] Fettweis, A.: "Digital Circuits and Systems" IEEE CAS 31(1984)1, S. 31-48
- [19] Fettweis, A., J.A. Nossek and K. Meerkötter: "Reconstruction of Signals after Filtering and Sampling Rate Reduction", IEEE ASSP 33(1984)4, S. 893-902
- [20] Fettweis, A.: "Wave Digital Filters: Theory and Practice", Proc. IEEE 74(1986)2, S. 270-327
- [21] Fettweis, A.: "Passivity and Losslessness in Digital Filter Design", AEÜ, 42(1988)1, S. 1-8
- [22] Fettweis, A.: "Grundlagen der Theorie Nachrichtentechnischer Systeme", Studienverlag Dr. N. Brockmeyer, Bochum, 1988
- [23] Friedlander, B.: "Lattice Filters for Adaptive Processing", Proc. IEEE 70(1982)8, S. 829-867
- [24] Gazsi, L.: "Reference Manual for FALCON Program", Ruhr-Univ. Bochum, Lehrstuhl für Nachrichtentechnik, Bochum, July 1984
- [25] Gazsi, L.: Persönliche Mitteilungen
- [26] Gazsi, L.: "Explicit Formulas for Lattice Wave Digital Filters", IEEE CAS 32(1985)1, S. 68-88

- [27] Gazsi, L.: "Modelling of analog networks by digital circuits", ISCAS 1988, S.1195-1198
- [28] Gazsi, L. und D. Brückmann: "Verfahren und Schaltungsanordnung zur Erzielung eines stetigen Übergangs der Filterübertragungsfunktion bei stetiger Änderung der Koeffizienten bei einem adaptiven, rekursiven Wellendigitalfilter mit Festkommaarithmetik", als Patent angemeldet, 1988
- [29] Gazsi, L. und D. Brückmann: "Verfahren und Schaltungsanordnung zur Verbesserung des Dynamikbereiches eines adaptiven, rekursiven Wellendigitalfilters mit Festkommaarithmetik", als Patent angemeldet, 1988
- [30] Gazsi, L. und D. Brückmann: "Verfahren und Schaltungsanordnung zur Vermeidung von Überläufen im Gradientenfilter eines adaptiven, rekursiven Wellendigitalfilters mit Festkommaarithmetik", als Patent angemeldet, 1988
- [31] Gilloire, A. and M. Vetterli: "Adaptive Filtering in Sub-Bands", IEEE ICASSP 1988, S. 1572-1575
- [32] Gitlin, R.D., H.C. Meadors, Jr. and S.B. Weinstein: "The Tap-Leakage Algorithm: An Algorithm for the Stable Operation of a Digitally Implemented, Fractionally Spaced Adaptive Equalizer", The Bell Sys. Tech. J., 61(1982)2, S.1817-1839
- [33] Gray, A.H. and J.D. Markel: "Digital lattice and ladder filter synthesis", IEEE AU 21(1973), S. 491-500
- [34] Güllüoglu, S.N.: "Diskrete Optimierung von Wellendigitalfiltern, insbesondere von Brücken-Wellendigitalfiltern mit Zweitoradaptoren", Dissertation, Ruhr-Univ. Bochum, Abteilung für Elektrotechnik, Bochum, 1986
- [35] Haykin, S.: "Adaptive Filter Theory", Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N.J., 1986
- [36] Hirsch, H.-G.: "Automatische Spracherkennung in Räumen", Köln: Verlag TÜV Rheinland, 1987
- [37] Honig, M.L. and D.G. Messerschmitt: "Adaptive Filters", Bell Communication Research, Inc., 1984, Distributor outside North America: Kluwer Academic Publishers Group, Dordrecht, The Netherlands
- [38] Horna, O.A.: "Cancellation of acoustic feedback", COMSAT Tech. Rev. 12(1982)2, S. 319-333
- [39] Hosticka, B.J., J. Büddefeld and U. Kleine: "Power-Wave Digital Filters Using CORDIC Adaptors", AEÜ 39(1985)4, S. 242-244

- [40] Hsu, Wen-Bin: "Acoustic Echo Cancellation for Loudspeaker Telephones", Ph.D. Thesis, Electronics Research Laboratory, Univ. of California, Berkeley, 7. Nov. 1988
- [41] Itakura, F. and S. Saito: "Digital filtering techniques for speech analysis and synthesis", Proc. 7th Int. Conf. Acoust., vol. 3, Paper 25C-1, 1971, S. 261-264
- [42] Kellermann, W.: "Kompensation akustischer Echos in Frequenzteilländern", Frequenz 39(1985)7/8, S.209-215
- [43] Kellermann, W.: "Analysis and Design of Multirate Systems for Cancellation of Acoustical Echoes", ICASSP 1988
- [44] Kernighan, B.W. and D.M. Dennis: "The C Programming Language", Prentice-Hall, Inc., 1977
- [45] Kubin, G.: "On the stability of wave digital filters with time-varying coefficients", vorgestellt auf der ECCTD'85, Prague, Sept. 2-6, 1985, S. 499-502
- [46] Kummert, A.: "Netzwerkstruktur zur Gewinnung des Gradienten bezüglich der Parameter beliebiger zeitdiskreter Systeme", als Patent eingereicht, 1988
- [47] Kummert, A.: "An Algorithm for the Computation of the Gradient of the Output-Signal with Respect to the System Parameters of Arbitrary Discrete-Time Networks", eingereicht beim AEÜ, 1989
- [48] Kuttruff, H.: "Künstlicher Nachhall", Frequenz, 16(1962)3, S. 157-167
- [49] Johnson, Jr., C.R., M.G. Larimore, J.R. Treichler and B.D.O. Anderson: "SHARF Convergence Properties", IEEE ASSP 29(1981)2, S. 659-670
- [50] Larimore, M.G., J.R. Treichler and C.R. Johnson, Jr.: "SHARF: An Algorithm for Updating IIR Digital Filters", IEEE ASSP 28(1980)4, S. 428-440
- [51] Long, G., D. Shwed and D.D. Falconer: "Study of a Pole-Zero Adaptive Echo Canceller", IEEE CAS 34(1987)34, S. 765-768
- [52] Long, G., F. Ling and J.G. Proakis: "Adaptive Transversal Filters With Delayed Coefficient Adaptation", ICASSP 1987, S.431-434
- [53] Makhoul, J.: "A class of All-Zero Lattice Digital Filters: Properties and Applications", IEEE ASSP 26(1978)4, S. 304-314
- [54] Mathews, V.J. and S.H. Cho: "Improved Convergence Analysis of Stochastic Gradient Adaptive Filters Using the Sign Algorithm", IEEE ASSP 35(1987)4, S. 450-454
- [55] McClellan, J.H., T.W. Parks and L.R. Rabiner: "A computer program for designing optimum FIR linear phase digital filters", IEEE AU 21(1973)6, S. 506-525

- [56] Messerschmitt, D., D. Hedberg, C. Cole, A. Haoui and P. Winship: "Digital Voice Echo Canceller with a TMS32020", in Digital Signal Processing Applications with the TMS320 Family, Texas Instruments, 1986
- [57] Nagumo, J. and A. Noda: "A learning method for system identification", IEEE AC 12(1967), pp.282-287
- [58] Oppenheim, A.V. and R.W. Schafer: "Digital Signal Processing", Prentice-Hall International, Inc., 1975
- [59] Papoulis, A.: "Signal Analysis", McGraw-Hill, 1977
- [60] Rabiner, L.R. and B. Gold: "Theory and Application of Digital Signal Processing", Prentice-Hall, Inc. Englewood Cliffs, N.J., 1975
- [61] Rabiner, L.R. and R.W. Schafer: "Digital Processing of Speech Signals", Prentice-Hall, Inc. Englewood Cliffs, N.J., 1978
- [62] Renfors, M. and E. Zigouris: "Signal Processor Implementation of Digital All-Pass Filters", IEEE ASSP, 36(1988)5, S. 714-729
- [63] Saal, R.: "Handbuch für den Filterentwurf", Dr. Alfred Hüthig Verlag Heidelberg, 1988
- [64] Sari, H.: "Performance Evaluation of three Adaptive Equalization Algorithms", ICASSP 1982, S.1385-1389
- [65] Sauvagerd, U.: "A Ten-Channel Equalizer for Digital Audio Applications", IEEE CAS 36(1989)2
- [66] Schaschko, C. und H. Maier: Aufbau des Mehr-Signalprozessor-Systems, vorwiegend im Rahmen ihrer Diplomarbeit an der Fachhochschule München, Fachbereich Elektrotechnik, 1988
- [67] Schroeder, M.R. and B.S. Atal: "Computer Simulation of Sound Transmission in Rooms", IEEE International Convention Record, Part 7, 1963, S. 150-155
- [68] Schultheiß, U.: "Über die Adaption eines Kompensators für akustische Echos", Dissertation, TH Darmstadt, 1988, veröffentlicht in Fortschr.-Ber. VDI Reihe 10 Nr.90, Düsseldorf: VDI-Verlag 1988
- [69] Schüller, H.W.: "Digitale Signalverarbeitung", Band I, Analyse diskreter Signale und Systeme, Springer-Verlag, 1988
- [70] Schwartz, H.-D.: "Stabilisierung der digitalen Signalverarbeitung in Mobilfunk-Teilnehmergeräten", Kleinheubacher Berichte, Band Nr.30, 1986, S.375-385, Herausgegeben vom FTZ Darmstadt, 1987

- [71] U-Schnittstellen Leitungs-Echokompensator, z.B. Siemens ISDN Echo Cancellation Circuit PEB 2090
- [72] Shan, T.J. and T. Kailath: "Adaptive Filtering Algorithms with Automatic Gain Control", 19. Asilomar Conf. on CAS, Pacific Grove, USA, 6.-8. Nov., 1985, S.509-513
- [73] Sommen, P.C.W., P.J. van Gerwen, H.J. Kotmans and A.J.E.M. Janssen: "Convergence Analysis of a Frequency-Domain Adaptive Filter with Exponential Power Averaging and Generalized Window Function", IEEE CAS 34(1987)7, S. 789-798
- [74] Sondhi, M.M.: "An Adaptive Echo Canceller", The Bell Sys. Tech. J. 46(1966), S. 1851-1854
- [75] Sondhi, M.M. and D.A. Berkley: "Silencing Echos on the Telephone Network", Proc. IEEE 68(1980)8, S. 948-963
- [76] South, C.R., Hoppitt, C.E. and A.V. Lewis: "Adaptive filters to improve loud-speaker telephone", Electronic Letters 15(1979)21, S. 673-674
- [77] South, C.R.: "An adaptive filter in LSI", Br. Telecom Tech. J. 3(1985)1, S. 30-46
- [78] Stearns, S.D.: "Error Surfaces of Recursive Adaptive Filters", IEEE CAS 28(1981)6, S. 603-606
- [79] TMS320C25, Digital Signal Processor, Texas Instruments (TI), s. auch User's Guide Preliminary, TI, 1986
- [80] Tzeng, C.-P.J.: "An Analysis of a Sub-Band Echo Canceller", GLOBECOM conference records, 1987, S.1936-1939
- [81] Vaidyanathan, P.P. and S.K. Mitra: "Polyphase Networks, Block Digital Filtering, LPTV Systems, and Alias-Free QMF Banks: A Unified Approach Based on Pseudocirculants", IEEE ASSP 36(1988)3, S. 381-391
- [82] Vary, P.: "Ein Beitrag zur Kurzzeitanalyse mit digitalen Systemen", Dissertation, Universität Erlangen-Nürnberg, 1978
- [83] Vetterli, M.: "A Theory of Multirate Filter Banks", IEEE ASSP 35(1987)3, S. 356-372
- [84] Wegener, W.: "Wave digital directional filters with reduced number of multipliers and adders", AEÜ 33(1979)6, S. 239-243
- [85] Wehrmann, R.: "Principles and applications of adaptive cancellation methods in communications and electroacoustics, ntzArchiv 3(1981)2, S. 39-46

- [86] Widrow, B. and M.E. Hoff, Jr.: "Adaptive switching circuits", IRE WESCON Conv. Rec., Part 4, 1960, S. 96-104
- [87] Widrow, B. and S.D. Stearns: "Adaptive Signal Processing", Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N.J., 1985
- [88] Yassa, F.F.: "Optimality in the Choice of the Convergence Factor for Gradient-Based Adaptive Algorithms", IEEE ASSP 35(1987)1, S. 48-59
- [89] Zalnieriunas, A.: "Structures for Adaptive Wave Digital Filters", Interner Bericht ZAL-02, Lehrstuhl für Nachrichtentechnik, Ruhr Univ. Bochum, Bochum, 1988
- [90] Zitzewitz, A. v.: "Approximation von Gruppenlaufzeit-Charakteristiken mit digitalen Allpässen", Diplomarbeit am Institut für Netzwerk- und Systemtheorie, Univ. Stuttgart, 1986

Ich danke Herrn Professor Fettweis für die zahlreichen wertvollen Hinweise während der Betreuung der Arbeit und die Übernahme des Referats.

Herrn Professor Splettstößer sei für die Übernahme des Korreferats gedankt.

Herrn Dr. Lothar Lerach danke ich, daß er mir die Möglichkeit gegeben hat, diese Arbeit im Rahmen meiner Tätigkeit im Bereich Halbleiter der Siemens AG durchzuführen.

Meinen Vorgesetzten Herrn Dieter Vogel und Herrn Reinhard Niggebaum sei gedankt für die tatkräftige Unterstützung und ständige Gesprächsbereitschaft.

Herrn Christian Schaschko und Herrn Herbert Maier danke ich nicht nur für ihr starkes Engagement beim Aufbau des Mehr-Signalprozessor-Systems, sondern auch für ihre freundschaftliche Zusammenarbeit.

Mein ganz besonderer Dank gilt Herrn Dr. Lajos Gazsi vom Entwicklungszentrum in Düsseldorf für sein starkes Interesse an der Arbeit, seine zahlreichen dienlichen Hinweise; vor allem aber für seine Offenheit und Geduld, mich an seinem großen Wissen teilhaben zu lassen.

Nicht vergessen möchte ich die Herren Berry Schuurhuis, Peter Stier und Tomas Alvarez, die als Werkstudenten mich bei der Software-Entwicklung unterstützt haben, und Herrn Karl-Heinz Schreiner, der mir bei den graphischen Arbeiten geholfen hat. Ihnen möchte ich meinen herzlichen Dank aussprechen.

Meiner Frau und meinen beiden Kinder danke ich nicht nur für die Zeichnung am Anfang der Arbeit.

Lebenslauf

14.1.1960	geboren in Stuttgart
1966-1979	Schulzeit in Böblingen mit Abschluß Abitur
1979-1980	Ableistung des Wehrdienstes
Okt. 1980	Beginn des Studiums der Elektrotechnik an der Universität Stuttgart
Juni 1986	Diplom mit Fachrichtung "Theoretische Nachrichtentechnik"
seit Okt. 1986	angestellt im Bereich Halbleiter der Siemens AG München Geschäftsbereich Informationstechnik

